

VISIT...

LANZAROTE
Caliente.COM

В. И. Ключев

Теория Электропривода

Содержание:

1.3. Типовые статические нагрузки электропривода	7
1.4. Уравнения движения электропривода	11
1.5. Механическая часть электропривода как объект управления	15
1.6. Механические переходные процессы электропривода	21
1.7. Динамические нагрузки электропривода	24
1.8. Контрольные вопросы к гл. 1	27
<i>Глава вторая – Математическое описание динамических процессов электромеханического преобразования энергии</i>	<i>28</i>
2.1. Общие сведения.....	28
2.2. Обобщенная электрическая машина.....	28
2.3. Электромеханическая связь электропривода и ее характеристики	31
2.4. Линейные преобразования уравнений механической характеристики обобщенной машины	32
2.5. Фазные преобразования переменных.....	38
2.6. Структура и характеристики линеаризованного электромеханического преобразователя	40
2.7. Режимы преобразования энергии и ограничения, накладываемые на их протекание	43
2.8. Контрольные вопросы к гл. 2	44
<i>Глава третья – Электромеханические свойства двигателей.....</i>	<i>46</i>
3.1. Общие сведения.....	46
3.2. Математическое описание процессов преобразования энергии в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением.....	47
3.3. Естественные характеристики двигателя с независимым возбуждением.....	50
3.4. Искусственные статические характеристики и режимы работы двигателя с независимым возбуждением.....	54

3.5. Динамические свойства электромеханического преобразователя с независимым возбуждением	57
3.6. Математическое описание процессов электромеханического преобразования.....	61
энергии в двигателе с последовательным возбуждением.....	61
3.7. Статические характеристики двигателя с последовательным возбуждением	62
3.8. Динамические свойства электромеханического преобразователя с последовательным возбуждением	65
3.9. Особенности статических характеристик двигателя со смешанным возбуждением..	67
3.10. Математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии в асинхронном двигателе	68
3.11. Статические характеристики асинхронных двигателей.....	70
3.12. Динамические свойства асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источника напряжения.....	76
3.13. Статические характеристики и динамические свойства асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источника тока	80
3.14. Режим динамического торможения асинхронного двигателя.....	84
3.15. Электромеханические свойства синхронных двигателей	85
3.16. Шаговый режим работы синхронного электромеханического преобразователя.....	89
3.17. Контрольные вопросы к гл. 3	92
<i>Глава четвертая – Динамика обобщенной разомкнутой электромеханической системы ..</i>	<i>93</i>
4.1. Общие сведения.....	93
4.2. Математическое описание и структурные схемы разомкнутых электромеханических систем.....	94
4.3. Обобщенная электромеханическая система с линеаризованной механической характеристикой	96
4.4. Динамические свойства электропривода с линейной механической характеристикой при жестких механических связях.....	98
4.5. Устойчивость статического режима работы электропривода	102
4.6. Понятие о демпфировании электроприводом упругих механических колебаний	103
4.7. Переходные процессы электропривода и методы их анализа	108
4.8. Электромеханические переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = \text{const}$	113
4.9. Переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = f(t)$	119
4.10. Переходные процессы электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем	124
4.11. Динамика электропривода с синхронным двигателем.....	129
4.12. Особенности многодвигательного электропривода	133
4.13 Контрольные вопросы к гл. 4	135
<i>Глава пятая – Основы выбора мощности электропривода.....</i>	<i>136</i>
5.1. Общие сведения.....	136
5.2. Потери энергии в установившихся режимах работы электропривода.....	136
5.3. Потери энергии в переходных процессах работы электропривода	140
5.4. Нагревание и охлаждение двигателей	145
5.5. Нагрузочные диаграммы электропривода	147
5.6. Номинальные режимы работы двигателей.....	150
5.7. Методы эквивалентирования режимов работы двигателей по нагреву	152
5.8. Понятие о допустимой частоте включений асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором	155
5.9. Контрольные вопросы.....	158
<i>Глава шестая – Регулирование координат электропривода</i>	<i>159</i>
6.1. Общие сведения.....	159
6.2. Основные показатели способов регулирования координат электропривода	160

6.3. Система генератор-двигатель	163
6.4. Система тиристорный преобразователь-двигатель	167
6.5. Система преобразователь частоты - асинхронный двигатель	169
6.6. Обобщенная система управляемый преобразователь-двигатель	173
6.7. Связь показателей регулирования с ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования	174
6.8. Стандартные настройки регулируемого электропривода	176
6. 9. Контрольные вопросы к гл.6	182
Глава седьмая – Регулирование момента (тока) электропривода	183
7.1. Общие сведения.....	183
7.2. Реостатное регулирование момента.....	183
7.3. Система источник тока – двигатель	187
7.4. Автоматическое регулирование момента в системе УП-Д	188
7.5. Последовательная коррекция контура регулирования момента в системе УП – Д.	192
7.6. Особенности регулирования момента и тока в системе Г-Д.....	195
7.7. Частотное регулирование момента асинхронного электропривода.....	198
7.8. Влияние отрицательной связи по моменту (току) на динамику упругой электромеханической системы.....	200
7.9. Контрольные вопросы к гл. 7	201
Глава восьмая – Регулирование скорости электропривода.....	202
8.1. Общие сведения.....	202
8.2. Реостатное регулирование скорости.....	203
8.3. Схемы шунтирования якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением	205
8.4. Схемы шунтирования якоря двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением	208
8.5. Автоматическое регулирование скорости в системе УП-Д.....	209
8.6. Свойства электропривода при настройке контура регулирования скорости на технический оптимум.....	213
8.7. Свойства электропривода при настройке контура регулирования скорости на симметричный оптимум	216
8.8. Регулирование скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением изменением магнитного потока.....	220
8.9. Способы регулирования скорости асинхронного электропривода	227
8.10. Особенности частотного регулирования скорости асинхронного электропривода	232
8.11. Принцип ориентирования по полю двигателя при частотном управлении.....	234
8.12. Каскадные схемы регулирования скорости асинхронного электропривода.....	237
8.13. Каскады с однозонным регулированием скорости	243
8.14. Оптимизация регулируемого электропривода с упругими связями по критерию минимума колебательности	248
8.15. Контрольные вопросы к гл. 8	256
Глава девятая – Регулирование положения.....	258
9.1. Общие сведения.....	258
9.2. Точный останов электропривода	258
9.3. Автоматическое регулирование положения по отклонению	262
9.4. Понятие о следящем электроприводе.....	265
9.5. Контрольные вопросы к гл. 9	268
Глава десятая – Основы выбора системы электропривода.....	269
10.1. Общие сведения.....	269
10.2. Энергетическая эффективность электропривода	271
10.3 Особенности энергетики вентильных электроприводов	277
10.4. Надежность регулируемого электропривода	284
10.5. Контрольные вопросы к гл. 10	288

1.2. Расчетные схемы механической части электропривода

Механическая часть электромеханической системы (см. рис.В.2) включает в себя все связанные движущиеся массы: двигателя, передаточного устройства и исполнительного механизма машины. К ротору двигателя при скорости ω приложен электромагнитный момент M , под действием которого механическая часть приводится в движение и на рабочем органе машины совершается предусмотренная технологией механическая работа. Непосредственное представление о движущихся массах установки и механических связях между ними дает кинематическая схема электропривода.

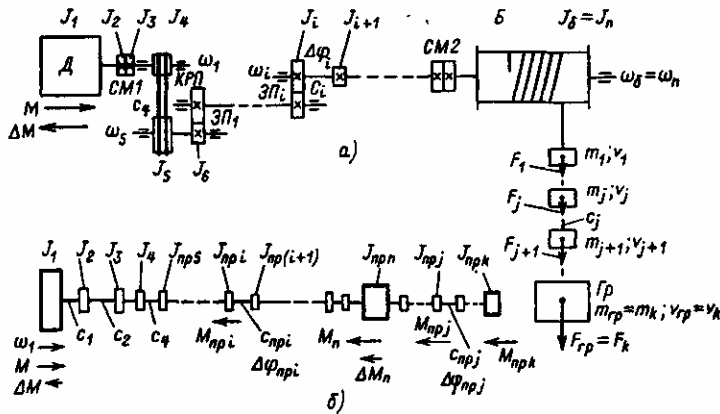


Рис. 1.1. Кинематическая (а) и расчетная (б) схемы механической части электропривода

предполагается, что рабочим органом механизма является грузозахватывающее устройство, перемещающее груз G_r , имеющий массу $m_{гр}$, движущийся со скоростью $V_{гр}$ и подверженный воздействию силы тяжести P .

Рассмотренная схема наглядно отражает то положение, что в общем случае механическая часть электропривода представляет собой систему связанных масс, движущихся с различными скоростями вращательно или поступательно. При нагружении элементы системы (валы, опоры, клиноременные передачи, зубчатые зацепления, канаты и т. п.) деформируются, так как механические связи не являются абсолютно жесткими. При изменениях нагрузки массы имеют возможность взаимного перемещения, которое при данном приращении нагрузки определяется жесткостью связи.

При составлении данной кинематической схемы принято, что механическая часть привода содержит n вращательно движущихся сосредоточенных масс и k поступательно, причем механическая инерция элементов, связывающих эти массы, не учитывается. Каждый вращательно движущийся элемент обладает моментом инерции J , и связан с $(i + 1)$ -м элементом механической связью, обладающей жесткостью c_i . Соответственно каждый поступательно движущийся элемент имеет массу t_j и связан со следующим механической связью с жесткостью c_j . В пределах деформаций упругих механических связей, для которых выполняется закон Гука, их жесткости можно определить с помощью соотношений:

$$c_i = M_{yi} / \Delta\phi_i; c_j = F_{yj} / \Delta S_j,$$

где M_{yi} и F_{yj} - нагрузка упругой механической связи; $\Delta\phi_i = \phi_i - \phi_{i+1}$ и $\Delta S_j = S_j - S_{j+1}$ - деформация упругого элемента при вращательном и поступательном движениях; (ϕ и S - перемещения (пути) соответственно вращательно и поступательно движущихся элементов.

Массы элементов и жесткости элементарных связей в кинематической цепи привода различны. Определяющее влияние на движение системы оказывают наибольшие массы и наименьшие жесткости связей. Поэтому одной из первых задач проектирования и исследования электроприводов является составление упрощенных расчетных схем механической части, учитывающих возможность пренебрежения упругостью достаточно жестких механических связей и приближенного учета влияния малых движущихся масс. При этом следует учитывать, что в связи с наличием передач различные элементы системы движутся с разными скоростями, поэтому непосредственно сопоставлять их моменты инерции J_i , массы m_j , жесткости связей c_i и c_j , деформации $\Delta\phi_i$ и ΔS_j , перемещения ϕ_i и S_j и т. п. невозможно. Как следствие, для составления

Конкретные кинематические схемы отличаются многообразием, однако обладают и общими свойствами, которые можно установить с помощью кинематической схемы электропривода, представленной на рис.1.1,а. Здесь двигатель через соединительную муфту СМ1, клиноременную передачу КРП, ряд зубчатых передач 3П1... 3Пj и соединительную муфту СМ2 приводит во вращение барабан Б, преобразующий вращательное движение в поступательное перемещение ряда связанных масс. В данной примерной схеме

расчетных схем механической части электропривода необходимо приведение всех параметров элементов кинематической цепи к одной расчетной скорости. Обычно наибольшее удобство представляет приведение их к скорости двигателя, поэтому оно используется во всем последующем изложении. Однако следует иметь в виду возможность приведения к скорости любого элемента. В частности, при решении ряда задач оказывается полезным приведение к скорости механизма, особенно при поступательном движении его органа.

Условием соответствия приведенной расчетной схемы реальной механической системе является выполнение закона сохранения энергии. При приведении необходимо обеспечить сохранение запаса кинетической и потенциальной энергии системы, а также элементарной работы всех действующих в системе сил и моментов на возможных перемещениях. Соответственно при приведении момента инерции элемента системы, движущегося вращательно со скоростью ω_i или массы, поступательно движущейся со скоростью v к расчетной скорости ω_1 должны выполняться условия

$$(W_{ki})_{np} = J_{np,i} \omega_1^2 / 2 = W_{ki} = J_i \omega_i^2 / 2; \quad (1.1)$$

$$(W_{kj})_{np} = J_{np,j} \omega_1^2 / 2 = W_{kj} = m_j v_j^2 / 2. \quad (1.2)$$

Откуда получаем формулы приведения

$$J_{np,i} = J_i / i_{1i}^2; \quad J_{np,j} = m_j \rho_{1j}^2, \quad (1.3)$$

где $i_{1i} = \omega_1 / \omega_i$ - передаточное число от вала приведения до i -го вала; $\rho_{1j} = v_j / \omega_1$ - радиус приведения к валу со скоростью ω_1 .

При приведении вращательных ϕ_i и поступательных S_j перемещений необходимо учитывать, что передаточное число и радиус приведения определяются соотношением скоростей. Исходя из этого, в общем случае перемещения в системе связаны так:

$$d\phi_{np,i} = d\phi_i i_{1i}; \quad d\phi_{np,j} = dS_j / \rho_{1j} \quad (1.4)$$

При линейных кинематических связях $i_{1i} = \text{const}$ и $\rho_{1j} = \text{const}$. В этом случае формулы приведения перемещений имеют вид

$$\phi_{np,i} = \phi_i i_{1i}; \quad \phi_{np,j} = S_j / \rho_{1j} \quad (1.5)$$

При приведении жесткостей механических связей должно выполняться условие равенства запаса потенциальной энергии деформации упругих элементов. Соответственно

$$(W_{ni})_{np} = c_{np,i} \Delta\phi_{np,i}^2 / 2 = W_{ni} = c_i \Delta\phi_i^2 / 2; \quad (1.6)$$

$$(W_{nj})_{np} = c_{np,j} \Delta\phi_{np,j}^2 / 2 = W_{nj} = c_j \Delta S_j^2 / 2. \quad (1.7)$$

Откуда получим формулы приведения

$$c_{np,i} = c_i / i_{1i}^2; \quad c_{np,j} = c_j \rho_{1j}^2 \quad (1.8)$$

Приведение моментов и сил нагрузки элементов кинематической цепи должно осуществляться на основании условия равенства элементарной работы на возможных перемещениях:

$$M_{np,i} \delta\phi_{np,i} = M_i \delta\phi_i, \quad M_{np,j} \delta\phi_{np,j} = F_j \delta S_j. \quad (1.9)$$

Следовательно,

$$M_{np,i} = M_i / i_{1i}; \quad M_{np,j} = F_j \rho_{1j} \quad (1.10)$$

При проектировании и исследовании электроприводов моменты инерции, массы, жесткости связей реальных элементов обычно бывают известны, а действующие в системе силы либо заданы, либо рассчитываются по исходным данным механизма и условиям его технологии. После приведения их значений к расчетной скорости представляется возможным, сопоставив приведенные значения моментов инерции и жесткостей, осуществить выбор главных масс и главных упругих связей и на этой основе составить приближенную расчетную схему механической части. Для большей наглядности сопоставления по результатам приведения можно построить исходную приведенную расчетную схему, представив в ней массы в виде прямоугольников, пло-

щадь которых пропорциональна приведенным моментам инерции, а жесткости связей между ними в виде соединений, длина которых обратно пропорциональна жесткости (прямо пропорциональна податливости связей).

Для кинематической схемы на рис.1.1,а приведенная расчетная схема может иметь вид, показанный на рис.1.1,б. Для примера в ней выделены три наиболее значительные массы - ротор двигателя с моментом инерции J_1 барабан с приведенным моментом инерции $J_{пр.п}$ и груз $J_{пр.к}$. Рассматривая эту схему, можно видеть, что вследствие малости остальных моментов инерции ее можно существенно упростить. Для этого следует малые массы добавить к близлежащим большим, а затем определить эквивалентные жесткости связей между полученными массами по общей формуле:

$$1/c_{э\kappa\text{в}} = 1/c_1 + 1/c_2 + 1/c_3 + \dots \quad (1.11)$$

На исходной расчетной схеме (рис 1.1,б) стрелками показаны приложенные к отдельным массам системы приведенные моменты действующих в системе внешних сил $M_{пр.i}$ и $M_{пр.j}$. К ротору двигателя J_1 приложен электромагнитный момент двигателя M и момент механических потерь ΔM , причем для правильного учета знака действующих моментов указано положительное для всей приведенной схемы направление скорости ω_1 . При переходе к упрощенной расчетной схеме необходимо просуммировать все внешние приложенные к массам силы, связи между которыми принимаются жесткими.

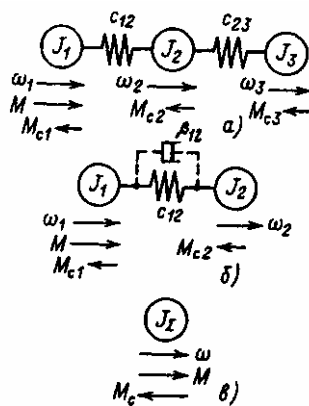


Рис. 1.2. Расчетные схемы механической части электропривода

Исследования динамики электроприводов показывают, что неразветвленные расчетные механические схемы в большинстве практических случаев в результате выделения главных масс и жесткостей сводятся к трехмассовой (рис.1.2,а), двухмассовой (рис.1.2,б) расчетным схемам и к жесткому приведенному механическому звену (рис.1.2,в).

Параметрами обобщенной трехмассовой упругой механической системы (расчетной схемы на рис.1.2,а) являются суммарные приведенные моменты инерции масс J_1 , J_2 и J_3 , образованные приведенными массами, связи между которыми приняты жесткими, и эквивалентные приведенные жесткости механических упругих связей между J_1 и J_2 - c_{12} и между J_2 и J_3 - c_{23} первая масса представляет собой ротор двигателя и жестко с ним связанные элементы; к этой массе приложены электромагнитный момент двигателя M и момент статической нагрузки M_{c1} , который обычно является суммарным моментом потерь на валу двигателя и в жестко с ним связанных элементах.

К промежуточной массе механизма J_2 приложен момент сопротивления M_{c2} , а к третьей J_3 - момент внешней нагрузки этой массы M_{c3} .

Трехмассовая упругая система при исследовании электромеханических систем автоматизированного электропривода используется в тех случаях, когда возникает необходимость более детального анализа условий движения масс механизма. Для решения задачи при этом обычно используется математическое моделирование на аналоговых или цифровых вычислительных машинах.

Для исследования отдельных физических особенностей трехмассовая расчетная схема сводится к двухмассовой.

В обобщенной двухмассовой упругой системе (рис.1.2,б) суммарный приведенный момент инерции элементов, жестко связанных с двигателем, аналогично предыдущему обозначен J_1 . Суммарный приведенный момент инерции элементов, жестко связанных с рабочим органом механизма, обозначен J_2 . Безынерционная упругая связь между этими массами характеризуется приведенной эквивалентной жесткостью c_{12} . Суммарные моменты нагрузок на валу двигателя и механизма обозначены соответственно M_{c1} и M_{c2} .

Электромеханическая система с двухмассовой упругой механической частью представляет собой простейшую модель электропривода, наиболее удобную для изучения влияния упругих механических связей, поэтому в данном курсе является основным объектом изучения.

Когда параметры системы таковы, что влияние упругих связей незначительно, или при решении задач, в которых с этим влиянием можно не считаться, механическая часть представляет-

ся простейшей расчетной схемой, не учитывающей влияния упругих связей, - жестким приведенным звеном (рис.1.2,в). В этих случаях многомассовая механическая часть электропривода заменяется одной эквивалентной массой с моментом инерции J_{Σ} , на которую воздействуют электромагнитный момент двигателя M и суммарный приведенный к валу двигателя момент нагрузки M_c . Момент нагрузки M_c включает в себя все внешние силы, приложенные к механической системе, кроме момента двигателя M .

При приведении к валу двигателя ($\omega_1 = \omega_{дв}$) суммарный приведенный момент инерции электропривода J_{Σ} может быть выражен общей формулой

$$J_{\Sigma} = J_{дв} + \sum_{i=2}^{i=n} \frac{J_i}{i_1^2} + \sum_{j=1}^{j=k} m_j \rho_{1j}^2, \quad (1.12)$$

где p и k - число масс установки, совершающих соответственно вращательное и поступательное движение.

Суммарный приведенный к валу двигателя момент статической нагрузки M_c можно в общем виде записать так:

$$M_c = \sum_{i=1}^{i=q} \frac{M_i}{i_1} + \sum_{j=1}^{j=p} F_j \rho_{1j}, \quad (1.13)$$

где q , p - число внешних моментов M_i и сил F_j приложенных к системе, кроме электромагнитного момента двигателя.

В заключение отметим, что на практике встречаются разветвленные кинематические схемы, которые приводят к разветвленным расчетным схемам механической части. Характерным примером являются кинематические схемы многодвигательных электроприводов, в которых двигатели через индивидуальные редукторы воздействуют на общий механизм.

1.3. Типовые статические нагрузки электропривода

Электромагнитный момент двигателя является выходной величиной для электрической части системы (см. рис.В.2) и входной для механической, поэтому при рассмотрении процессов в системе он выделен из всех действующих на механическую часть внешних моментов. Все остальные силы и моменты определяют статическую нагрузку электропривода M_c . Во всех трех расчетных схемах (рис.1.2) в соответствии с (1.13) эта нагрузка неизменна, так как для двухмассовой системы $M_{c1} + M_{c2} = M_c$, а для трехмассовой $M_{c1} + M_{c2} + M_{c3} = M_c$. Иными словами, при учете упругости суммарная нагрузка неизменна, но уточняется, к каким массам системы приложены отдельные составляющие нагрузки.

Все силы и моменты нагрузки, приложенные к механической части электропривода, делятся на силы и моменты механических потерь и силы и моменты, представляющие полезные нагрузки исполнительного механизма. Для схемы рис 1.1,б в общем виде можно записать

$$M_c = \Delta M_{\Sigma} + M_{пол. \Sigma} \quad (1.14)$$

где: $\Delta M_{\Sigma} = \sum_1^p \Delta M_{пр i} + \sum_1^q \Delta M_{пр j}$ - суммарный приведенный момент потерь, с учетом момента механических потерь в двигателе;

p , q - число моментов и сил в системе, представляющих механические потери,

$M_{пол. \Sigma}$ - суммарный приведенный момент полезной нагрузки.

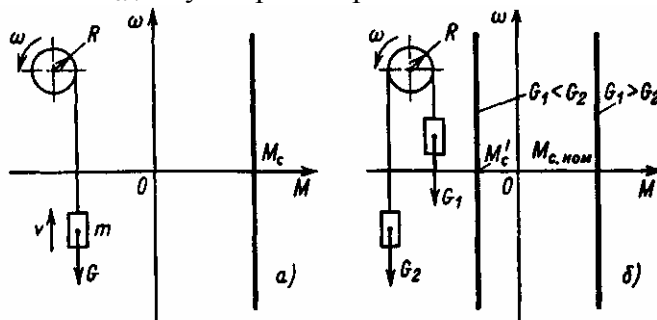


Рис 1.3 Активные нагрузки электропривода

Полезная нагрузка является одним из главных факторов, связывающих электропривод с технологическим процессом приводимого в движение механизма. Силы и моменты полезной нагрузки в различных механизмах имеют различный характер. Для возможности обобщенного учета их влияния необходимо их классифицировать, выделив ограниченное число типовых нагрузок.

Так как для электропривода имеет важное значение, как зависит момент статической нагрузки от скорости, в дальнейшем используется понятие механической характеристики исполнительного механизма, представляющей собой зависимости $M_c=f(\omega)$ и $\omega=f(M_c)$.

По характеру взаимодействия с электроприводом все силы и моменты делятся на активные и реактивные

Активными силами и моментами называются силы и моменты, создаваемые внешними по отношению к двигателю источниками механической энергии независимо от движения электропривода, например потенциальной энергией перемещаемых по вертикали грузов, энергией ветра и т.п. На рис.1.3,а упрощенно показан подъемный механизм, нагрузкой которого является приведенный момент силы тяжести груза G :

$$M_c = GR = mgR, \quad (1.15)$$

где g - ускорение силы тяжести; m - масса груза.

Сила тяжести как при подъеме, так и при спуске груза направлена в одну сторону - в сторону спуска и неизменна по значению. Соответственно механическая характеристика исполнительного механизма $\omega=f(M_c)$ в этом случае имеет вид прямой $M_c=const$ (рис.1.3,а). Момент M_c в соответствии с (1.15) зависит от массы поднимаемого или опускаемого груза и может изменяться в пределах от $M_c=0$ ($G=0$) до $M_c=M_{c\text{ ном}}$, соответствующего номинальной грузоподъемности ($G=G_{\text{ном}}$).

Более широкие пределы изменения активной нагрузки характерны для уравновешенных подъемных механизмов. На рис.1.3,б показаны упрощенная схема такого механизма и соответствующие зависимости $\omega=f(M_c)$. В данном случае:

$$M=(G_1-G_2) \cdot R = g \cdot (m_1-m_2) \cdot R. \quad (1.16)$$

Очевидно, что в таком механизме при $G_2=const$ знак нагрузки электропривода при данном направлении скорости будет зависеть от массы m_1 поднимаемого груза G_1 . При $m_1=m_{1\text{ ном}}$ $M_c=M_{c\text{ ном}}>0$, так как $G_1>G_2$. При том же направлении скорости $\omega>0$ в случае $m_1=0$ знак нагрузки в соответствии с (1.14) изменяется. Физически это означает, что по мере уменьшения массы груза m_1 тормозной момент нагрузки электропривода уменьшается, при $G_1=G_2$ становится равным нулю и при дальнейшем уменьшении m_1 ($G_1<G_2$) двигатель должен перейти в тормозной режим, подтормаживая опускающийся груз G_2 , (рис.1.3,б). При изменении знака скорости $\omega<0$ (спуск груза G_1) при $m_1=m_{1\text{ ном}}$ двигатель должен работать в тормозном режиме, опуская груз G_1 , а при $m_1=0$ - в двигательном режиме, поднимая груз G_2 .

Реактивными силами и моментами называются силы и моменты сопротивления движению, возникающие как реакция на активный движущий момент, развиваемый двигателем, либо любой другой активный движущий момент, например обусловленный силой тяжести или силой инерции. Эти нагрузки всегда действуют в направлении, противоположном движению электропривода, и изменяют свое направление при изменении знака скорости.

Таким образом, все реактивные силы и моменты зависят от скорости. По характеру этой зависимости различают нагрузки типа сухого трения, типа вязкого трения и вентиляторного типа.

Силы и моменты сухого трения неизменны по модулю, но скачком изменяют свой знак при изменении знака скорости

$$M_c=|M_c| \text{ sign } \omega. \quad (1.17)$$

Характеристика $\omega=f(M_c)$ для нагрузки типа сухого трения показана на рис.1.4,а. В реальных механизмах эта характеристика может иметь более сложный вид из-за того, что в момент трогания силы трения могут превышать их значения при движении. Эта особенность реальных сил и моментов сухого трения отмечена на рис.1.4,а штриховыми линиями и значениями момента трогания $\pm M_{c\text{ тр}}$.

Реактивные нагрузки, возникающие при различных технологических процессах обработки, могут иметь одно направление, скачком изменяя свое значение до нуля при изменении знака скорости. Примером может служить показанная на рис.1.4,б зависимость момента резания от скорости при обработке изделия резцом, как схематически это показано на рисунке. Значение статического момента при этом пропорционально усилию резания F_z .

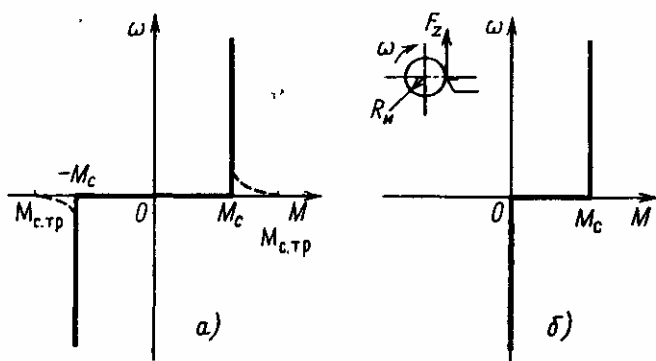


Рис. 1.4 Реактивные нагрузки
а — сухое трение; б — момент резания

$$M_c = F_z \cdot R_n$$

где R_n — радиус изделия.

Силы и моменты вязкого трения линейно зависят от скорости:

$$M_c = \beta_{вт} \cdot \omega,$$

где $\beta_{вт}$ — коэффициент пропорциональности (рис.1.5,а).

Нагрузка электропривода типа вязкого трения (1.18) на практике встречается редко, чаще всего ее можно наблюдать в виде слабой линейной составляющей в нагрузке типа сухого трения.

Существенное влияние на динамические процессы в механической системе оказывают силы внутреннего вязкого трения, пропорциональные скорости деформации валов, канатов, муфт и других элементов. Момент внутреннего вязкого трения можно записать в виде (см. рис 1.2,б)

$$M_{вт} = \beta_{вт}(\omega_1 - \omega_2) \quad (1.19)$$

где ω_1 и ω_2 — скорости на входе и выходе деформируемого элемента;

$\beta_{вт}$ — коэффициент пропорциональности.

По характеру влияния на механические колебания в механике все силы и моменты делятся на консервативные и диссипативные.

Консервативными называются силы и моменты, при воздействии которых на систему не происходит поглощения энергии колебаний. Такими являются силы, не зависящие от скорости, в частности сила тяжести, работа которой за период колебаний скорости всегда равна нулю. Диссипативными называются силы и моменты, при воздействии которых на систему происходит поглощение энергии колебаний. Вязкое трение является примером диссипативной силы (момента), так как в соответствии с (1.18) при изменении знака скорости изменяется и знак момента, а механическая мощность сохраняет положительный знак, что соответствует поглощению энергии колебаний. Реально на практике распространенными являются нагрузки, зависящие от скорости в более высокой степени:

$$M_c = \beta_{мех} \omega^n \quad (1.20)$$

При $n=2$ нагрузка называется вентиляторной (рис.1.5,б). Такой зависимостью нагрузки от скорости обладают центробежные вентиляторы. Для ряда механизмов показатель степени $n>2$; например такую характеристику имеют центробежные насосы, работающие на противодавление.

Существенное влияние на динамические процессы оказывают нагрузки, являющиеся периодической функцией угла поворота рабочего органа механизма. В приведенной схеме они зависят от угла поворота двигателя, например

$$M_c = M_{max} \sin \omega. \quad (1.21)$$

Причиной возникновения таких нагрузок являются особенности технологического процесса. Их появление можно представить себе, если в механической схеме резания, приведенной на рис.1.4,б, предположить, что заготовка имеет в сечении овальную форму. Появление периодических нагрузок могут вызывать нелинейные кинематические связи типа кривошипно-шатунных, кулисных и других механизмов, у которых периодической функцией угла поворота двигателя является радиус приведения ρ_{ij} .

Во всех случаях, когда скорость двигателя при работе с такими нагрузками изменяется мало и приближенно может быть принята постоянной, для упрощения анализа периодические нагрузки рассматривают как функции времени:

$$M_c = M_{c \max} \sin k\omega_{cp}t, \quad (1.22)$$

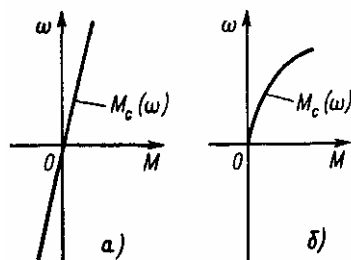


Рис. 1.5 Моменты нагрузки
типа вязкого трения (а) и
вентиляторного типа (б)

где ω_{cp} - средняя за период колебаний нагрузки скорость электропривода; k - коэффициент пропорциональности, связывающий частоту колебаний нагрузки с угловой скоростью двигателя.

Нагрузки реальных электроприводов обычно содержат в качестве составляющих рассмотренные типовые нагрузки. Так, в нагрузке электропривода реальной подъемной лебедки, кроме показанной на рис.1.3,а, активной составляющей, содержится момент потерь в двигателе и передачах, который имеет вид момента сухого трения со слабой вентиляторной составляющей, обусловленной наличием самовентиляции двигателя.

При вычислении приведенного статического момента M_c формулы (1.13) и (1.14) удобны для использования в тех случаях, когда все действующие в механизме силы и моменты определены. Обычно потери на трение в механизме неизвестны, и для их учета используется КПД механизма

$$\eta_{мех} = \eta_1 \cdot \eta_2 \cdot \eta_3 \dots,$$

где η_1, η_2, η_3 - КПД элементов кинематической цепи.

Если известен полезный момент нагрузки механизма $M_{мех}$, то для прямого направления энергии приведенный к валу двигателя момент статической нагрузки может быть определен из равенства

$$M_c \omega_1 = M_{мех} \omega_{мех} / \eta_{мех} + \Delta M \omega_1. \quad (1.23)$$

Следовательно,

$$M_c = M_{мех} / i_0 \eta_{мех} + \Delta M, \quad (1.24)$$

где ΔM - момент механических потерь в двигателе; $i_0 = \omega_1 / \omega_{мех} = i_1 i_2 i_3 \dots$ - общее передаточное число от двигателя к рабочему органу механизма. При обратном направлении потока энергии, когда нагрузка является активной, движущей и двигатель должен работать в тормозном режиме, уравнение баланса мощностей с помощью КПД передач можно записать так:

$$M_c \omega_1 = M_{мех} \omega_{мех} \eta_{мех} - \Delta M \omega_1. \quad (1.25)$$

$$\text{В этом случае} \quad M_c = (M_{мех} / i_0) \eta_{мех} - \Delta M. \quad (1.26)$$

Момент механических потерь в двигателе невелик, составляет 1-5% номинального момента двигателя, причем большие значения его соответствуют двигателям небольшой мощности. Если значение ΔM определить трудно, его можно ориентировочно оценить по этим данным. Во многих практических случаях в (1.24) и (1.26) полагают $\Delta M = 0$, так как точность определения момента $M_{мех}$ невелика, и он рассчитывается с некоторым запасом, при этом формулы приведения момента статической нагрузки к валу двигателя принимают вид:

для прямого направления передачи энергии (двигательный режим работы двигателя)

$$M_c = M_{мех} / i_0 \eta_{мех}; \quad (1.27)$$

для обратного (тормозной режим работы двигателя)

$$M_c = (M_{мех} / i_0) \eta_{мех}. \quad (1.28)$$

Если рабочий орган движется поступательно, уравнение баланса мощностей при прямом направлении потока энергии, принимая $\Delta M = 0$, можно записать так:

$$M_c \omega_1 = F_{мех} v_{мех} / \eta_{мех}.$$

Откуда

$$M_c = (F_{мех} / \eta_{мех}) r. \quad (1.29)$$

Соответственно для обратного направления потока механической энергии

$$M_c = F_{мех} r \eta_{мех}. \quad (1.30)$$

Необходимо иметь в виду, что КПД передач зависит от нагрузки, а для червячного зацепления - и от направления передачи энергии, поэтому при расчетах для правильного определения M_c следует использовать соответствующие зависимости $\eta_{мех}$ от полезной нагрузки передач.

1.4. Уравнения движения электропривода

Механическая часть электропривода представляет собой систему твердых тел, на движение которых наложены ограничения, определяемые механическими связями. Уравнения механических связей устанавливают соотношения между перемещениями в системе, а в тех случаях, когда задаются соотношения между скоростями ее элементов, соответствующие уравнения связей обычно интегрируются. В механике такие связи называются голономными. В системах с голономными связями число независимых переменных - обобщенных координат, определяющих положение системы, равно числу степеней свободы системы. Известно, что наиболее общей формой записи дифференциальных уравнений движения таких систем являются уравнения движения в обобщенных координатах (уравнения Лагранжа)

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial W_k}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial W_k}{\partial q_i} = Q_i, \quad (1.31)$$

где W_k - запас кинетической энергии системы, выраженный через обобщенные координаты q_i и обобщенные скорости $\dot{q}_i$; $Q_i = \delta A_i / \delta q_i$ - обобщенная сила, определяемая суммой элементарных работ δA_i всех действующих сил на возможном перемещении δq_i , или

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} = Q'_i, \quad (1.32)$$

где L - функция Лагранжа, Q'_i - обобщенная сила, определяемая суммой элементарных работ δA_i всех внешних сил на возможном перемещении δq_i . Функция Лагранжа представляет собой разность кинетической W_k и потенциальной W_n энергий системы, выраженных через обобщенные координаты q_i и обобщенные скорости $\dot{q}_i$, т.е.:

$$L = W_k - W_n \quad (1.33)$$

Уравнения Лагранжа дают единый и достаточно простой метод математического описания динамических процессов в механической части привода; их число определяется только числом степеней свободы системы.

В качестве обобщенных координат могут быть приняты как различные угловые, так и линейные перемещения в системе. Поэтому при математическом описании динамики механической части привода с помощью уравнений Лагранжа предварительного приведения ее элементов к одной скорости не требуется. Однако, как было отмечено, до выполнения операции приведения в большинстве случаев невозможно количественно сопоставлять между собой различные массы системы и жесткости связей между ними, следовательно, невозможно выделить главные массы и главные упругие связи, определяющие минимальное число степеней свободы системы, подлежащее учету при проектировании. Поэтому составление приведенных расчетных механических схем и их возможное упрощение являются первым важным этапом расчета сложных электромеханических систем электропривода независимо от способа получения их математического описания.

Получим уравнения движения, соответствующие обобщенным расчетным механическим схемам электропривода, представленным на рис.1.2. В трехмассовой упругой системе обобщенными координатами являются угловые перемещения масс ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 , им соответствуют обобщенные скорости ω_1, ω_2 и ω_3 . Функция Лагранжа имеет вид:

$$L = W_k - W_n = \frac{J_1 \omega_1^2}{2} + \frac{J_2 \omega_2^2}{2} + \frac{J_3 \omega_3^2}{2} - \frac{c_{12}(\phi_1 - \phi_2)^2}{2} - \frac{c_{23}(\phi_2 - \phi_3)^2}{2}. \quad (1.34)$$

Для определения обобщенной силы Q'_1 необходимо вычислить элементарную работу всех приложенных к первой массе моментов на возможном перемещении

$$\delta A_1 = (M - M_{c1}) \delta \phi_1;$$

Следовательно,

$$Q'_1 = M - M_{c1} \quad (1.35)$$

Аналогично определяются две другие обобщенные силы:

Подставляя (1.34) в (1.32) и учитывая (1.35) и (1.36), получаем следующую систему уравнений движения:

$$Q'_2 = -M_{c2}; \quad Q'_3 = -M_{c3} \quad (1.36)$$

$$\left. \begin{aligned} M - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}; \\ c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - c_{23}(\varphi_2 - \varphi_3) - M_{c2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}; \\ c_{23}(\varphi_2 - \varphi_3) - M_{c3} &= J_3 \frac{d\omega_3}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (1.37)$$

В (1.37) пропорциональные деформациям упругих связей моменты являются моментами упругого взаимодействия между движущимися массами системы:

$$M_{12} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2); \quad M_{23} = c_{23}(\varphi_2 - \varphi_3). \quad (1.38)$$

С учетом (1.38) систему уравнений движения можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}, \\ M_{12} - M_{23} - M_{c2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}, \\ M_{23} - M_{c3} &= J_3 \frac{d\omega_3}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (1.39)$$

Рассматривая (1.39), можно установить, что уравнения движения приведенных масс электропривода однотипны. Они отражают физический закон (второй закон Ньютона), в соответствии с которым ускорение твердого тела пропорционально сумме всех приложенных к нему моментов (или сил), включая моменты и силы, обусловленные упругим взаимодействием с другими твердыми телами системы.

Очевидно, повторять вывод уравнений движения вновь, переходя к рассмотрению двухмассовой упругой системы, нет необходимости. Движение двухмассовой системы описывается системой (1.39) при $J_3=0$ и $M_{23}=0$

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 \frac{d\omega_1}{dt}, \\ M_{12} - M_{c2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (1.40)$$

$$M_{12} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2).$$

Переход от двухмассовой упругой системы к эквивалентному жесткому приведенному ме-

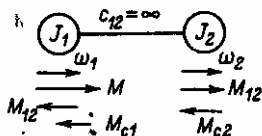


Рис 1.9 Двухмассовая жесткая механическая система

ханическому звену для большей наглядности его физической сути полезно выполнить в два этапа. Вначале положим механическую связь между первой и второй массами (см. рис.1.2,б) абсолютно жесткой ($c_{12}=\infty$). Получим двухмассовую жесткую систему, расчетная схема которой показана на рис.1.9. Отличием ее от схемы на рис.1.2,б является равенство скоростей масс $\omega_1=\omega_2=\omega$, при этом в соответствии со вторым уравнением системы (1.40)

$$M_{12} = M_{c2} + J_2 \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.41)$$

Уравнение (1.41) характеризует нагрузку жесткой механической связи при работе электропривода. Подставив это выражение в первое уравнение системы (1.40), получим

$$M - M_{c1} - M_{c2} = (J_1 + J_2) \frac{d\omega}{dt}.$$

Следовательно, с учетом обозначений на рис.1.2,в $M_C=M_{c1}+M_{c2}$; $J_\Sigma=J_1+J_2$ Уравнение движения электропривода имеет вид

$$M - M_c = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}. \quad (1.42)$$

Это уравнение иногда называют основным уравнением движения электропривода. Действительно, значение его для анализа физических процессов в электроприводе исключительно велико. Как будет показано далее, оно правильно описывает движение механической части электропривода в среднем. Поэтому с его помощью можно по известному электромагнитному моменту двигателя и значениям M_c и J_{Σ} оценить среднее значение ускорения электропривода, предсказать время, за которое двигатель достигнет заданной скорости, и решить многие другие практические вопросы даже в тех случаях, когда влияние упругих связей в системе существенно.

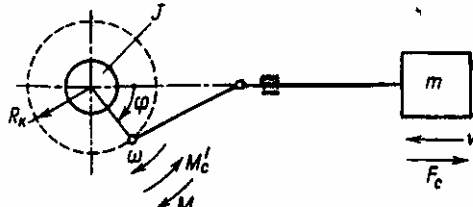


Рис 1.10 Кривошипно-шатунный механизм

Как было отмечено, передачи ряда электроприводов содержат нелинейные кинематические связи, типа кривошипно-шатунных, кулисных и других подобных механизмов. Для таких механизмов радиус приведения является переменной величиной, зависящей от положения механизма, и при получении математического описания необходимо это обстоятельство учитывать. В частности, для приведенной на рис.1.10 схемы кривошипно-шатунного механизма

$$\rho(\varphi) \approx R_k \sin \varphi, \quad (1.43)$$

где R_k - радиус кривошипа.

Имея в виду механизмы, аналогичные показанному на рис.1.10, рассмотрим двухмассовую систему, первая масса которой вращается со скоростью двигателя ω и представляет собой суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции всех жестко и линейно связанных вращающихся элементов J_1 а вторая масса движется с линейной скоростью v и представляет собой суммарную массу t элементов, жестко и линейно связанных с рабочим органом механизма. Связь между скоростями ω и v нелинейная, причем $\rho = \rho(\varphi)$. Для получения уравнения движения такой системы без учета упругих связей воспользуемся уравнением Лагранжа (1.31), приняв в качестве обобщенной координаты угол φ . Вначале определим обобщенную силу:

$$Q \delta \varphi = M \delta \varphi - M'_c \delta \varphi - F_c \delta S,$$

где M'_c - суммарный момент сопротивления от сил, действующих на линейно связанные с двигателем массы, приведенный к валу двигателя; F_c - результирующая всех сил, приложенных к рабочему органу механизма и линейно связанным с ним элементам; δS - возможное бесконечно малое перемещение массы t . Следовательно,

$$Q = M - M'_c - F_c \rho(\varphi) = M - M_c(\varphi),$$

где $\rho(\varphi) = \delta S / \delta \varphi$ - радиус приведения

При наличии нелинейной механической связи рассматриваемого типа момент статической нагрузки механизма содержит пульсирующую составляющую нагрузки, изменяющуюся в функции угла поворота φ :

$$M_c(\varphi) = M'_c + F_c \rho(\varphi). \quad (1.44)$$

Запас кинетической энергии системы

$$W_k = \frac{J_1 \omega^2}{2} + \frac{mv^2}{2} = \frac{J_1 \omega^2}{2} + \frac{m \rho^2(\varphi) \omega^2}{2} = J_{\Sigma}(\varphi) \frac{\omega^2}{2};$$

здесь $J_{\Sigma}(\varphi) = J_1 + m \rho^2(\varphi)$ - суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции системы. В применении к данному случаю левая часть уравнения (1.31) записывается так:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left[J_{\Sigma}(\varphi) \omega \right] - \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{d\varphi} \frac{\omega^2}{2} &= J_{\Sigma}(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{d\varphi} \omega^2 - \\ &- \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{d\varphi} \frac{\omega^2}{2} = J_{\Sigma}(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ_{\Sigma}(\varphi)}{d\varphi}. \end{aligned}$$

Таким образом, в рассматриваемом случае уравнение движения жесткого приведенного звена имеет вид

$$M - M_c(\varphi) = J_\Sigma(\varphi) \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \frac{dJ_\Sigma(\varphi)}{d\varphi}. \quad (1.45)$$

Рассматривая (1.45), нетрудно установить, что при наличии нелинейных механических связей уравнение движения электропривода существенно усложняется, так как становится нелинейным, содержит переменные коэффициенты, зависящие от углового перемещения ротора двигателя, и момент нагрузки, являющийся периодической функцией угла поворота. Сравнив это уравнение с основным уравнением движения (1.42), можно убедиться, что использовать основное уравнение движения электропривода допустимо лишь при постоянстве момента инерции $J_\Sigma = \text{const}$.

В случаях, когда момент инерции при работе электропривода изменяется из-за внешних воздействий, вне связи с собственным движением, уравнение движения электропривода принимает несколько иной вид. Такие условия возникают при работе машин, в которых перемещение рабочего органа по пространственным траекториям осуществляется несколькими индивидуальными электроприводами, предусмотренными для каждой координаты перемещения (экскаваторы, краны, роботы и т.п.).

$$\frac{d}{dt} [J_\Sigma(t)\omega] = J_\Sigma(t) \frac{d\omega}{dt} + \omega \frac{dJ_\Sigma(t)}{dt},$$

Например, момент инерции электропривода поворота робота зависит от вылета схвата относительно оси вращения. Изменения вылета схвата не зависят от работы электропривода поворота, они определяются движением электропривода изменения вылета. В подобных случаях приведенный момент инерции электропривода поворота следует полагать независимой функцией времени $J_\Sigma(t)$. Соответственно, левая часть уравнения (1.31) запишется так:

а уравнение движения электропривода примет вид:

$$M - M_c(t) = J_\Sigma(t) \frac{d\omega}{dt} + \omega \frac{dJ_\Sigma(t)}{dt}.$$

Функции $J_\Sigma(t)$ и $M_c(t)$ при этом следует определить путем анализа движения электропривода, вызывающего изменения момента инерции и нагрузки, в рассматриваемом примере это электропривод механизма изменения вылета схвата.

Полученные математические описания динамических процессов в механической части электропривода, представляемой обобщенными схемами, позволяют анализировать возможные режимы движения электропривода. Условием динамического процесса в системе, описываемой (1.42), является $d\omega/dt \neq 0$, т.е. наличие изменений скорости электропривода. Для анализа статических режимов работы электропривода необходимо положить $d\omega/dt = 0$. Соответственно уравнение статического режима работы электропривода с жесткими и линейными механическими связями имеет вид

$$M = M_c = \text{const}.$$

Если при движении $M \neq M_c$, $d\omega/dt \neq 0$, то имеет место или динамический переходный процесс, или установившийся динамический процесс. Последнее соответствует случаю, когда приложенные к системе моменты содержат периодическую составляющую, которая после переходного процесса определяет принужденное движение системы с периодически изменяющейся скоростью.

В механических системах с нелинейными кинематическими связями (рис. 1.10) в соответствии с (1.45) статические режимы работы отсутствуют. Если $d\omega/dt = 0$ и $\omega = \text{const}$, в таких системах имеет место установившийся динамический процесс движения. Он обусловлен тем, что массы, движущиеся линейно, совершают принужденное возвратно-поступательное движение, и их скорость и ускорение являются переменными величинами.

С энергетической точки зрения режимы работы электропривода разделяются на двигательные и тормозные, отличающиеся направлением потока энергии через механические передачи привода (см. §1.2). Двигательный режим соответствует прямому направлению передачи механической энергии, вырабатываемой двигателем, к рабочему органу механизма. Этот режим обычно является основным для проектирования механического оборудования, в частности редукторов. Однако при работе электропривода достаточно часто складываются условия для обратной передачи механической энергии от рабочего органа механизма к двигателю, который

при этом должен работать в тормозном режиме. В частности, для электроприводов с активной нагрузкой двигательный и тормозной режимы работы вероятны практически в равной степени. Тормозные режимы работы электропривода возникают также в переходных процессах замедления системы, в которых освобождающаяся кинетическая энергия может поступать от соответствующих масс к двигателю.

Изложенные положения позволяют сформулировать правило знаков момента двигателя, которое следует иметь в виду при использовании полученных уравнений движения. При прямом направлении передачи механической мощности $P=M\omega$ ее знак положителен, следовательно, движущие моменты двигателя должны иметь знак, совпадающий со знаком скорости. В тормозном режиме $P<0$, поэтому тормозные моменты двигателя должны иметь знак, противоположный знаку скорости.

При записи уравнений движения были учтены направления моментов, показанные на обобщенных расчетных схемах, в частности на рис.1.2,в. Поэтому правило знаков для моментов статической нагрузки другое: тормозные моменты нагрузки должны иметь знак, совпадающий со знаком скорости, а движущие активные нагрузки - знак, противоположный знаку скорости.

1.5. Механическая часть электропривода как объект управления

Полученные уравнения движения позволяют проанализировать динамические особенности механической части электропривода как объекта управления, пользуясь методами теории автоматического управления. Основой для анализа являются структурные схемы, вид которых определяется принятой расчетной схемой механической части.

Получим структурные схемы для расчетных схем, представленных на рис.1.2, с их помощью проведем анализ свойств механической части электропривода и оценим погрешности, вносимые пренебрежением упругими механическими связями.

Для получения структурной схемы трехмассовой упругой механической системы продифференцируем (1.38):

$$\frac{dM_{12}}{dt} = c_{12}(\omega_1 - \omega_2); \quad \frac{dM_{23}}{dt} = c_{23}(\omega_2 - \omega_3). \quad (1.46)$$

Далее положим в (1.39) и (1.46) $d/dt = p$, получим

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 p \omega_1; \\ M_{12} - M_{23} - M_{c2} &= J_2 p \omega_2; \\ M_{23} - M_{c3} &= J_3 p \omega_3; \\ p M_{12} &= c_{12}(\omega_1 - \omega_2); \\ p M_{23} &= c_{23}(\omega_2 - \omega_3). \end{aligned} \right\} \quad (1.47)$$

Системе уравнений (1.47) соответствует структурная схема, приведенная на рис.1.11,а. Она дает представление о механической части электропривода в виде трехмассовой упругой системы как об объекте управления. Управляющим воздействием здесь является электромагнитный момент двигателя M , а возмущениями - моменты нагрузки M_{c1} , M_{c2} и M_{c3} . Регулируемыми переменными могут быть скорости ω_1 , ω_2 и ω_3 , перемещения ϕ_1 , ϕ_2 и ϕ_3 , а также нагрузки упругих связей M_{12} и M_{23} . Структурно механическая часть электропривода представляет собой цепочку интегрирующих звеньев, замкнутых перекрестными внутренними обратными связями.

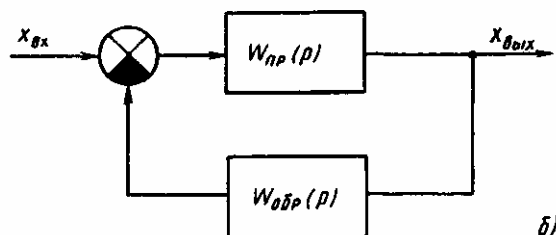
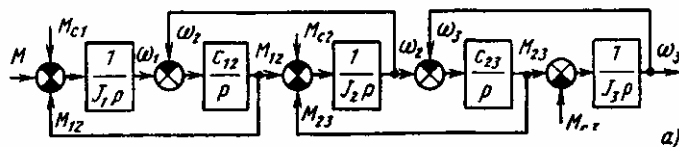


Рис. 1.11 Структурная схема трехмассовой упругой системы (а) и ее преобразуемый узел (б)

момент двигателя M , а возмущениями - моменты нагрузки M_{c1} , M_{c2} и M_{c3} . Регулируемыми переменными могут быть скорости ω_1 , ω_2 и ω_3 , перемещения ϕ_1 , ϕ_2 и ϕ_3 , а также нагрузки упругих связей M_{12} и M_{23} . Структурно механическая часть электропривода представляет собой цепочку интегрирующих звеньев, замкнутых перекрестными внутренними обратными связями.

Напомним читателю известный из теории автоматиче-

ского регулирования простейший способ преобразования структурных схем и получения передаточных функций для замкнутых обратными связями систем, который при необходимости используется в дальнейшем изложении. На рис.1.11,б представлен узел структурной схемы, в котором выделена передаточная функция $W_{пр}(p)$, соответствующая прямой передаче сигнала, и передаточная функция $W_{обр}(p)$ обратной связи. Передаточная функция замкнутого контура

Путем преобразований структуры (рис.1.11,о) с помощью формулы (1.48), получим передаточную функцию механической части по управляющему воздействию при выходной переменной $\omega_1(p)$:

$$W_{зам}(p) = \frac{x_{вых}(p)}{x_{вх}(p)} = \frac{W_{пр}(p)}{1 + W_{пр}(p)W_{обр}(p)} = \frac{1}{\frac{1}{W_{пр}(p)} + W_{обр}(p)}. \quad (1.48)$$

$$W_{\omega_1}(p) = \frac{\omega_1(p)}{M(p)} = \frac{J_2 J_3 p^4 + [c_{23}(J_2 + J_3) + c_{12} J_3] p^2 +}{p \{ J_1 J_2 J_3 p^4 + [J_1 c_{23}(J_2 + J_3) + J_3 c_{12}(J_1 + J_2)] p^2 + \dots \rightarrow}$$

$$\dots \rightarrow \frac{+ c_{12} c_{23}}{+ c_{12} c_{23}(J_1 + J_2 + J_3)} \quad (1.49)$$

Характеристическое уравнение запишем в виде

$$p \left[p^4 + \frac{c_{12} J_3 (J_1 + J_2) + c_{23} J_1 (J_2 + J_3)}{J_1 J_2 J_3} p^2 + \frac{c_{12} c_{23} J_3}{J_1 J_2 J_3} \right] = 0.$$

Решив биквадратное уравнение, получим корни характеристического уравнения системы:

$$p_1 = 0; \quad p_{2,3} = \pm j \sqrt{\frac{a}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2b}{a^2}} \right)}; \quad p_{4,5} = \pm j \sqrt{\frac{a}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{2b}{a^2}} \right)},$$

где

$$a = \frac{c_{12} J_3 (J_1 + J_2) + c_{23} J_1 (J_2 + J_3)}{J_1 J_2 J_3}; \quad b = \frac{c_{12} c_{23} (J_1 + J_2 + J_3)}{J_1 J_2 J_3}.$$

Анализ корней показывает, что при всех реальных сочетаниях параметров подкоренные выражения представляют собой действительные положительные числа. Следовательно, $p_1=0$; $p_{23}=\pm j\Omega_1$; $p_{45}=\pm j\Omega_2$.

Корни характеристического уравнения свидетельствуют о том, что система может быть представлена в виде последовательного соединения интегрирующего звена и двух консервативных колебательных звеньев с резонансными частотами колебаний Ω_1 и Ω_2 . При изменении момента $M(p)$ скачком в системе могут возникать незатухающие колебания с частотами Ω_1 и Ω_2 , а когда частота возмущающих воздействий совпадает с одной из этих частот, в системе развивается не демпфированный резонанс, при котором амплитуды колебаний теоретически могут возрастать до бесконечности. Реально в системе присутствуют диссипативные силы, которые демпфируют колебания, ограничивая резонансные амплитуды большими, но конечными значениями.

Более детальный анализ свойств упругих механических систем можно провести на основе двухмассовой расчетной схемы, структура которой представлена на рис.1.12,а. Она составлена на основе (1.47) при $M_{23}=0$, $M_{c3}=0$ и $J_3=0$. Для исследования свойств этой системы как объекта управления примем возмущения $M_{c1}=M_{c2}=0$ и выполним показанные на рис.1.12,б-г преобразования ее структуры. Прежде всего перенесем внутреннюю связь по упругому моменту на выход системы, как показано на рис.1.12,б. Эта операция позволит с помощью (1.48) определить передаточную функцию, связывающую выходную координату со скоростью ω_1 :

$$W_{\omega_1, \omega_2}(p) = \frac{\omega_2(p)}{\omega_1(p)} = \frac{1}{\frac{J_2}{c_{12}} p^2 + 1}. \quad (1.50)$$

Далее находим передаточную функцию двухмассовой системы по управлению при выходной переменной ω_1 аналогично рассмотренной выше для трехмассовой системы (1.49). В соответствии со схемой рис. 1.12,б передаточная функция прямого канала

$$W_{\text{пр}} = 1/(J_1 p),$$

а обратной связи

$$W_{\text{обр}} = J_2 p W_{\omega_1 \omega_2}(p)$$

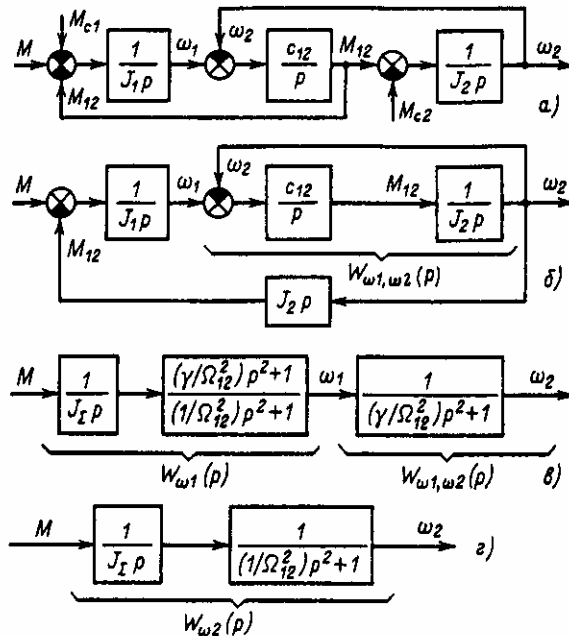


Рис 1.12 Структурные схемы двухмассовой упругой механической системы без учета внутреннего демпфирования

Следовательно, искомая передаточная функция с учетом (1.50) определяется так:

$$W_{\omega_1}(p) = \frac{W_{\text{пр}}}{1 + W_{\text{пр}} W_{\text{обр}}} = \frac{\frac{J_2}{c_{12}} p^2 + 1}{J_{\Sigma} p \left(\frac{J_1 J_2}{c_{12} J_{\Sigma}} p^2 + 1 \right)} \quad (1.51)$$

$$J_{\Sigma} p \left(\frac{J_1 J_2}{c_{12} J_{\Sigma}} p^2 + 1 \right) = 0.$$

Характеристическое уравнение системы

Корни характеристического уравнения

где Ω_{12} - резонансная частота двухмассовой упругой системы.

Сравнение (1.52) с корнями (1.49) показывает, что при переходе от трехмассовой упругой

$$p_1 = 0; \quad p_{2,3} = \pm j \sqrt{\frac{c_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}} = \pm j \Omega_{12}, \quad (1.52)$$

системы к двухмассовой выявляется только одна частота Ω_{12} , на которой возможно проявление механического резонанса. Однако, если при этом значение Ω_{12} оказывается достаточно близким к одной из парциальных частот исходной системы Ω_1 или Ω_2 , можно полагать, что двухмассовая система правильно отражает главные особенности механической части электропривода.

Для удобства анализа введем следующие обобщенные параметры двухмассовой упругой системы:

$\gamma = (J_1 + J_2)/J_1 = J_{\Sigma}/J_1$ - соотношение масс;

$\Omega_{12} = \sqrt{c_{12}(J_1 + J_2)/(J_1 J_2)}$ - резонансная частота системы;

$\Omega_{02} = \sqrt{c_{12}/J_2} = \Omega_{12}/\sqrt{\gamma}$ - резонансная частота второй массы при жесткой заделке первой ($J_1 \rightarrow \infty$)

С учетом этих обозначений (1.50) и (1.51) могут быть представлены в виде:

$$W_{\omega_1 \omega_2}(p) = \frac{1}{\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 + 1} \quad (1.53)$$

$$W_{\omega_1}(p) = \frac{1}{J_{\Sigma} p} \frac{\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 + 1}{\frac{1}{\Omega_{12}^2} p^2 + 1}. \quad (1.54)$$

Полученные соотношения (1.53) и (1.54) позволяют представить механическую часть электропривода как объект управления в виде трех звеньев, показанных на рис.1.12,в. С помощью этой схемы нетрудно записать и передаточную функцию системы по управляющему воздействию при выходной переменной ω_2 :

$$W_{\omega_2}(p) = \frac{\omega_2(p)}{M(p)} = W_{\omega_1}(p); \quad W_{\omega_1, \omega_2}(p) = \frac{1}{J_{\Sigma} p} \frac{1}{\frac{1}{\Omega_{12}^2} p^2 + 1}. \quad (1.55)$$

Передаточной функции (1.55) соответствует структурная схема объекта, представленная на рис.1.12,г. Для анализа свойств системы воспользуемся частотным методом теории управления. Уравнение амплитудно-фазовой характеристики (АФХ) получим, подставив в (1.54) $p=j\Omega$:

$$W_{\omega_2}(j\Omega) = \frac{1}{jJ_{\Sigma}\Omega} \frac{1 - \gamma \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}} \right)^2}{1 - \left(\frac{\Omega}{\Omega_{12}} \right)^2} = A_{\omega_1}(\Omega) e^{-j\Psi_{\omega_1}(\Omega)}, \quad (1.56)$$

где $A_{\omega_1}(\Omega)$ - амплитудно-частотная характеристика (АЧХ); $\Psi_{\omega_1}(\Omega)$ - фазо-частотная характеристика (ФЧХ) объекта при выходной переменной ω_1 .

Прежде чем перейти к построению логарифмических частотных характеристик, необходимо обратить внимание на то, что при анализе механической и электрической частей системы электропривода здесь и в дальнейшем рассматриваются их передаточные функции, в которых выходная и входная переменные чаще всего имеют различные единицы измерения. В этих случаях $W(j\Omega)$ представляет собой не комплексный коэффициент усиления, а комплексный коэффициент передачи, имеющий определенную единицу измерения. В частности, в (1.56) его единица $1/(\text{Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с})$, такую же размерность имеет величина $A_{\omega_1}(\Omega)$.

При необходимости все дифференциальные уравнения и передаточные функции системы могут быть представлены в относительных единицах. Эта возможность используется при расчетах и исследованиях электроприводов.

В данном курсе, чтобы не усложнять понимание физического смысла явлений и параметров, представление переменных в относительных единицах, как правило, не используется. При этом для выражения АЧХ в логарифмическом масштабе единицы амплитуд опускаются, что соответствует относительным их значениям при базовом значении, равном единице измерения.

Асимптотические логарифмические АЧХ (ЛАЧХ) могут быть построены непосредственно по полученным передаточным функциям системы. В частности, в соответствии с (1.54) система может быть представлена последовательным соединением интегрирующего звена, форсирующего звена второго порядка с частотой сопряжения $\Omega_{c1} = \Omega_{12}/\sqrt{\gamma}$ и идеального колебательного звена с резонансной частотой $\Omega_{c2} = \Omega_{12}$. При $\Omega = \Omega_{c1}$ имеет место нуль передаточной функции, и ЛАЧХ при этом терпит разрыв, стремясь к $-\infty$. При $\Omega = \Omega_{12}$ имеет место полюс передаточной функции, и амплитуды стремятся к $+\infty$, образуя второй разрыв. Низкочастотная асимптота определяется интегрирующим звеном с коэффициентом, обратно пропорциональным J_{Σ} и соответственно имеет наклон -20 дБ/дек. Высокочастотная асимптота ($\Omega \gg \Omega_{12}$) соответствует также интегрирующему звену, но при коэффициенте в γ раз большем, чем в области низких частот. В этом можно убедиться, устремив к бесконечности частоту Ω в (1.56).

Соответствующая всем изложенным положениям ЛАЧХ объекта при выходной переменной ω_1 представлена на рис.1.13,а. Там же построена его ЛФЧХ на основе уравнения АФХ (1.56). В низкочастотной области сдвиг между колебаниями определяется интегрирующим звеном и составляет -90° . При $\Omega=\Omega_{12}/\sqrt{\gamma}$ скачком меняет знак числитель (1.56), что соответствует уменьшению фазового сдвига на 180° . Затем на частоте $\Omega=\Omega_{12}$ аналогично изменяется знак знаменателя, и фазовый сдвиг вновь принимает значение -90° в соответствии с высокочастотной асимптотой ЛАЧХ. На рис.1.13,б представлены логарифмические частотные характеристики механической части электропривода по управлению при выходной переменной ω_2 . Они построены по передаточной функции (1.55), которой соответствует АФХ, отличающаяся от (1.56) только равенством числителя единице при всех частотах. В низкочастотной области ЛАЧХ $L_{\omega 2}$ совпадает с $L_{\omega 1}$, разрыв имеет место только на резонансной частоте Ω_{12} и в высокочастотной области стремится к асимптоте с наклоном -60 дБ/дек. Соответственно фазовый сдвиг между колебаниями при этом составляет -270° .

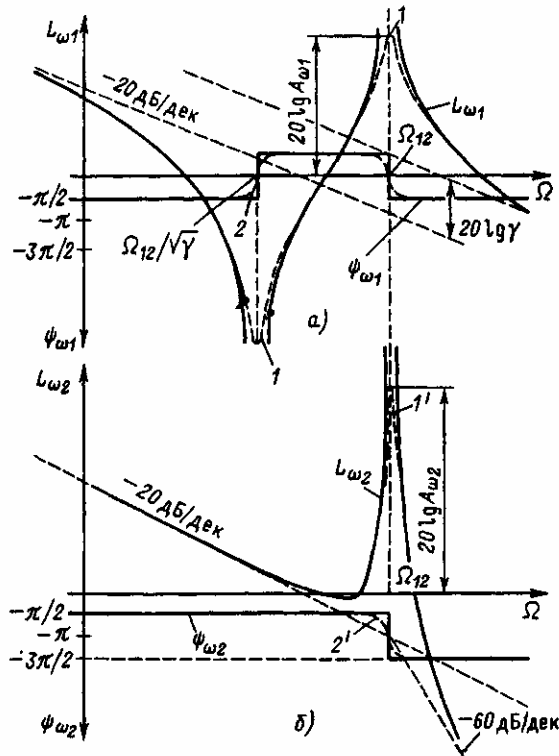


Рис 1.13 Логарифмические частотные характеристики двухмассовой упругой системы по управляющему воздействию
а — при выходной переменной ω_1 ; б — при выходной переменной ω_2

внимание на различия во влиянии упругости на движение первой и второй масс. Движение первой массы при небольших частотах колебаний управляющего воздействия M в соответствии с (1.54) и рис.1.13,а определяется суммарным моментом инерции электропривода J_Σ , причем механическая часть ведет себя как интегрирующее звено. В частности, при $M=\text{const}$ скорость ω_1 изменяется по линейному закону, на который накладываются колебания, обусловленные упругой связью. Иными словами, интегрирующее звено в структуре на рис.1.12,б характеризует условия движения механической части в среднем.

При приближении частоты колебаний момента к резонансной Ω_{12} амплитуды колебаний скорости ω_1 возрастают и при $\Omega_1=\Omega_{12}$ стремятся к бесконечности. Однако проявления резонанса существенно зависят от параметров механической части в связи с наличием в числителе передаточной функции $W_{\omega 1}$ форсирующего звена второго порядка. Можно выявить условия, при выполнении которых влияние упругости на движение первой массы будет незначительным.

Во-первых, из (1.54) непосредственно следует, что если механизм обладает небольшой инерцией ($J_2 \ll J_1$, $\gamma \rightarrow 1$), то движение первой массы близко к движению, определяемому интегрирующим звеном $W_{\text{и}}=J_\Sigma/p$. Во-вторых, из (1.56) видно, что при $\Omega_{12} \rightarrow \infty$ в области малых и средних частот движение первой массы определяется тем же интегрирующим звеном. Отсюда вытекает важный практический вывод. Если при синтезе электропривода используются обратные связи только по переменным двигателя, то при $J_2 \ll J_1$ или $\Omega_{12} \gg \Omega_c$ где Ω_c - частота среза желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования, механическую часть электропривода можно представить жестким механическим звеном, не учитывая влияния упругостей.

В соответствии с (1.55) и рис.1.13,б колебательность второй массы выше, чем первой. В низкочастотной области асимптоты ЛАЧХ $L_{\omega 1}$ и $L_{\omega 2}$ совпадают, так как в среднем движение

механической части электропривода по управлению при выходной переменной ω_2 . Они построены по передаточной функции (1.55), которой соответствует АФХ, отличающаяся от (1.56) только равенством числителя единице при всех частотах. В низкочастотной области ЛАЧХ $L_{\omega 2}$ совпадает с $L_{\omega 1}$, разрыв имеет место только на резонансной частоте Ω_{12} и в высокочастотной области стремится к асимптоте с наклоном -60 дБ/дек. Соответственно фазовый сдвиг между колебаниями при этом составляет -270° .

Проанализируем основные свойства механической части, воспользовавшись ее структурой, представленной на рис.1.12,в, и частотными характеристиками, изображенными на рис.1.13. При этом обратим

второй массы также определяется интегрирующим звеном $W_{\text{и}}=J_2/p$. Однако при $\Omega > \Omega_2$ наклон высокочастотной асимптоты $L_{\omega 2}$ составляет -60 дБ/дек, и нет факторов, которые ослабляли бы развитие резонансных колебаний при любых γ .

Следовательно, во всех случаях, когда важно получить требуемое качество движения второй массы, а также при регулировании ее координат, пренебрегать влиянием упругости механических связей без необходимой проверки нельзя. Достаточным условием для неучета упругости является только большая частота резонанса Ω_{12} , существенно выходящая за пределы полосы пропускания частот электропривода. В реальных системах присутствуют диссипативные силы,

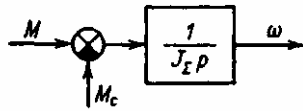


Рис 1.14 Структурная схема механической части с жесткими механическими связями.

которые оказывают на колебательную систему демпфирующее действие. Это демпфирование в большинстве случаев невелико. По данным технической литературы естественное затухание колебаний под действием внутренних сил вязкого трения можно характеризовать значениями логарифмического декремента

$$\lambda_{\text{вт}} = \frac{2\pi\alpha_{\text{вт}}}{\Omega_p} = 0,1 \div 0,3,$$

где $\alpha_{\text{вт}}$ и $\Omega_p = \Omega_{12}$ - коэффициент затухания и резонансная частота колебаний с учетом влияния внутренних диссипативных сил.

Учет естественного демпфирования существенно не сказывается на форме ЛАЧХ и ЛФЧХ системы, однако, ограничивает резонансный пик конечными значениями, как показано штриховой кривой 1 на рис.1.13,а, и несколько сглаживает фазочастотную характеристику (штриховая кривая 2 на том же рисунке). Аналогичные изменения, вносимые естественным демпфированием в частотные характеристики на рис.1 13,б, показаны штриховыми кривыми, обозначенными соответственно 1' и 2'.

Сочетания параметров, при которых $J_2 \ll J_1$ или $\Omega_2 \rightarrow \infty$, Достаточно распространены, поэтому в дальнейшем изложении во всех случаях, когда это допустимо, используется представление механической части электропривода в виде жесткого приведенного звена. Уравнению движения (1.42) для этого случая при $p=d/dt$ соответствует структурная схема, представленная на рис.1.14. Она совпадает с входным звеном в рассмотренной выше структуре рис.1.12,в, и частотные характеристики жесткой механической части электропривода в низкочастотной области не отличаются от приведенных на рис.1.13.

1.6. Механические переходные процессы электропривода

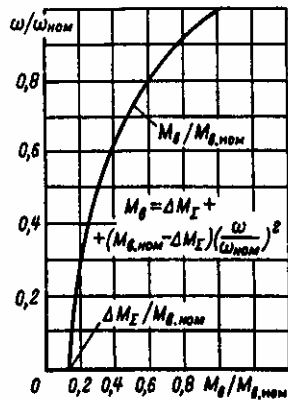


Рис. 1.17 Механическая характеристика $M_{\Sigma}(\omega)$ центробежного вентилятора

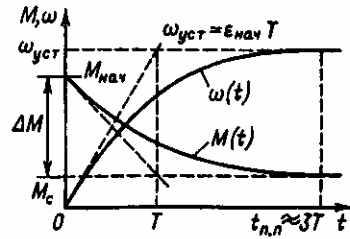


Рис. 1.18. Переходный процесс пуска электропривода при экспоненциальной зависимости $M(t)$

Изменения управляющего или возмущающего воздействия вызывают в механической части электропривода переходные процессы, в течение которых скорости движения связанных масс изменяются от начальных значений, определяемых начальными условиями, к установившимся значениям, заданным новыми воздействиями на систему В качестве простейших примеров рассмотрим ряд переходных

процессов в механической части электропривода, представленной жестким механическим звеном (см. рис.1.2,в).

Допустим, начальная скорость равна нулю: $\omega_{нач}=0$, а к ротору двигателя в момент времени $t=0$ прикладывается электромагнитный момент двигателя, изменяющийся по экспоненциальному закону с постоянной времени T (рис.1.18):

$$M = \Delta M e^{-t/T} + M_c.$$

Решим уравнение движения электропривода (1.42) относительно дифференциала скорости:

$$d\omega = \varepsilon \cdot dt, \quad (1.58)$$

где $\varepsilon = (M - M_c)/J_{\Sigma}$ - ускорение масс механической части.

Проинтегрируем обе части полученного равенства при заданном законе изменения движущего момента:

$$\int_0^{\omega} d\omega = \int_0^t \frac{M - M_c}{J_{\Sigma}} dt = \int_0^t \varepsilon_{нач} e^{-t/T} dt.$$

В результате получим

$$\omega = \varepsilon_{нач} T (1 - e^{-t/T}),$$

где $\varepsilon_{нач} = (d\omega/dt)_{нач} = (M_{нач} - M_c)/J_{\Sigma} = \Delta M/J_{\Sigma}$ - начальное ускорение; $M_{нач} = \Delta M + M_c$ - начальный момент двигателя.

На рис.1.18 в соответствии с (1.57) и (1.59) построены характеристики $M=f(t)$ и $\omega=f(t)$.

Скорость нарастает по экспоненциальному закону от нуля до установившегося значения $\omega_{уст} = \varepsilon_{нач} T$ с ускорением, уменьшающимся по мере возрастания скорости, в связи с уменьшением момента $M - M_c$, которому ускорение пропорционально, -это переходный процесс пуска электропривода до скорости $\omega = \omega_{уст}$. Время переходного процесса теоретически равно бесконечности, а практически процесс можно считать закончившимся в соответствии со свойством экспоненты через время $t_{нн} = (3 \div 4)T$.

Рассмотрим условия движения электропривода при постоянных моментах двигателя и сопротивления, т. е. $M = \text{const}$ и $M_c = \text{const}$. В результате интегрирования (1.58)

$$\int_{\omega}^{\omega} d\omega = \int_0^1 \varepsilon \cdot dt$$

получим известную формулу равномерно ускоренного движения:

$$\omega = \omega_{нач} + \varepsilon t.$$

С помощью (1.60) при необходимости можно определить время переходного процесса $t_{нн}$ изменения скорости от $\omega_{нач}$ до $\omega_{кон}$.

$$t_{п,п} = (\omega_{кон} - \omega_{нач})/\varepsilon = J_{\Sigma}(\omega_{кон} - \omega_{нач})/(M - M_c). \quad (1.61)$$

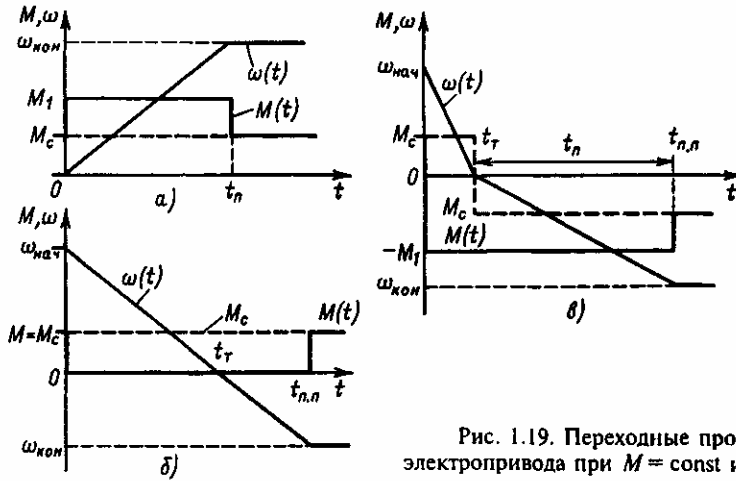


Рис. 1.19. Переходные процессы электропривода при $M = \text{const}$ и $M_c = \text{const}$

ного движения с ускорением $\varepsilon_1 = (M_1 - M_c)/J_{\Sigma}$. Если оставить момент двигателя неизменным ($M = M_1 = \text{const}$), этот режим будет длиться сколь угодно долго, а скорость неограниченно возрастать. На практике при достижении электроприводом требуемой скорости обеспечивается снижение момента двигателя до $M = M_c$, ускорение скачком уменьшается до нуля и наступает статический установившийся режим при $\omega = \omega_{кон}$, как показано на рис.1.19,а. Следовательно, в данном случае имеет место переходный процесс изменения скорости от $\omega_{нач}$ до $\omega_{кон}$, который обеспечивается соответствующими изменениями момента двигателя.

При прочих равных условиях на изменения скорости электропривода существенное влияние оказывает характер момента сопротивления. Допустим, система нагружена активным моментом M_c , обусловленным, например, весом поднимаемого груза, и работает в установившемся режиме подъема груза с постоянной скоростью при $M = M_c$. Если в момент времени $t=0$ уменьшить момент двигателя до нуля, под действием момента M_c привод станет замедляться, при этом

$\varepsilon = -M_c/J_{\Sigma}$. Скорость в данном случае в соответствии с (1.60) изменяется по закону (рис.1.19,б)

$$\omega = \omega_{нач} - (M_c/J_{\Sigma})t. \quad (1.62)$$

Через время торможения $t_T = J_{\Sigma} \cdot \omega_{нач}/M_c$ скорость двигателя становится равной нулю, но активный момент сохраняет свое значение, и в соответствии с (1.62) двигатель начинает ускоряться в противоположном направлении, двигаясь под действием опускающегося груза с возрастающей по абсолютному значению скоростью. Если изменений не произойдет, скорость может возрасти до недопустимых значений, опасных для двигателя и механизма. Поэтому отключение двигателя от сети для механизмов с активной нагрузкой представляет опасность и такие механизмы обязательно снабжаются механическим тормозом, который автоматически затормаживает привод после отключения двигателя от сети.

На рис.1.19,б показан переходный процесс реверса электропривода от $\omega_{нач}$ до $\omega_{кон} = -\omega_{нач}$ под действием активного момента M_c . В момент времени $t_{пп}$, когда достигается требуемое значение скорости $\omega_{кон}$, момент двигателя скачком увеличивается от нуля до $M = M_c$ и наступает статический режим работы с $\omega_{кон} = \text{const}$.

На рис.1.19,в представлен процесс реверса электропривода при реактивном моменте M_c от начальной скорости $\omega_{нач}$ одного направления до конечной скорости $\omega_{кон}$ противоположного знака. В момент времени $t=0$ момент двигателя скачком изменяется от $M = M_c$ до $M = -M_1$ и происходит замедление системы по закону

$$\omega = \omega_{нач} - (M_1 + M_c) t/J_{\Sigma} = \omega_{нач} - \varepsilon_t t.$$

Время торможения электропривода определяется (1.61):

$$t_T = J_{\Sigma}(-\omega_{нач})/(-M_1 - M_c) = \omega_{нач}/\varepsilon_T.$$

При $t > t_T$ скорость двигателя под действием момента $M = -M_1$ меняет свой знак, а это вызывает изменение направления реактивной нагрузки M_c на противоположное ($-M_c$). Как следствие,

При $M = M_c$, $\varepsilon = 0$ электропривод сохраняет состояние покоя ($\omega_{нач} = 0$) или равномерного движения ($\omega = \omega_{нач} = \text{const}$) до тех пор, пока равенство $M = M_c$ не будет нарушено. На рис.1.19,а показан случай, когда при $t=0$, $M = M_c$ имеет место состояние покоя ($\omega_{нач} = 0$). В момент $t=0$ момент двигателя скачком увеличивается до значения $M = M_1 > M_c$ и электропривод сразу переходит в режим равномерно ускорен-

скачком уменьшается по абсолютному значению ускорение от

Соответственно при пуске в обратном направлении скорость изменяется следующим образом:

$$\omega = -(M - M_c) t / J_\Sigma.$$

Время пуска до скорости $\omega = -\omega_{\text{кон}}$.

$$t_{\text{п}} = J_\Sigma (-\omega_{\text{кон}}) / (-M_1 + M_c) = \omega_{\text{кон}} / \varepsilon_{\text{п}}.$$

Для перехода к статическому режиму при скорости $\omega = -\omega_{\text{кон}}$ момент двигателя должен скачком уменьшиться до значения $M = -M_c$. Характеристики $M(t)$ и $\omega(t)$, соответствующие такому переходному процессу, представлены на рис.1.19,в.

Рассмотренные выше простейшие примеры позволяют сделать вывод о том, что при постоянстве статического момента сопротивления закон изменения скорости привода в переходных процессах определяется характером изменения во времени момента двигателя. Так, для получения

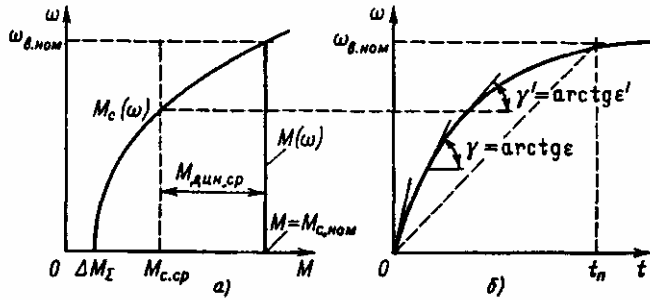


Рис. 1.20. Оценка условий пуска вентилятора

экспоненциальной кривой скорости $\omega(t)$ при пуске необходимо обеспечить экспоненциальную зависимость момента от времени (рис.1.18); для получения равномерно ускоренного процесса пуска необходимо формировать прямоугольный закон изменения момента двигателя от времени (рис.1.19,а) и т. п.

Следовательно, формирование требуемых законов движения электропривода

обеспечивается формированием соответствующих законов изменения от времени электромагнитного момента двигателя.

Уравнение движения жесткого приведенного механического звена электропривода позволяет в наиболее простой и наглядной форме анализировать условия движения привода. Если известен характер изменения момента двигателя и приведенного момента нагрузки, с помощью (1.42) можно установить качественный характер кривой $\omega(t)$, не прибегая к решению этого уравнения. На рис.1.20,а в виде примера показаны вентиляторная нагрузка $M_c(\omega)$ и постоянный момент двигателя $M - M_{c, \text{ном}} = \text{const}$. В соответствии с (1.42) привод будет двигаться с ускорением

$$\varepsilon = [M_{c, \text{ном}} - \Delta M_\Sigma - (M_{c, \text{ном}} - \Delta M_\Sigma)(\omega / \omega_{v, \text{ном}})^2] / J_\Sigma, \quad (1.63)$$

где ΔM_Σ - суммарный момент потерь на трение в агрегате; $M_{c, \text{ном}}$ - номинальный момент статической нагрузки, соответствующий номинальной скорости вентилятора $\omega_{v, \text{ном}}$.

Так как $\varepsilon = d\omega/dt$, то (1.63) при каждом значении скорости определяет тангенс угла наклона касательной к кривой $\omega(t)$ в данной точке. В соответствии с (1.63) ускорение монотонно убывает от начального значения

$$\varepsilon_{\text{нач}} = (M_{c, \text{ном}} - \Delta M_\Sigma) / J_\Sigma$$

до конечного $\varepsilon_{\text{кон}} = 0$. Такой закономерности качественно соответствует кривая $\omega(t)$, приведенная на рис.1.20,б. Количественной оценкой может служить ориентировочное значение времени пуска электропривода. Его можно вычислить, заменив кривую $M_c(\omega)$ постоянным моментом нагрузки, равным среднему значению $M_c(\omega) = M_{c, \text{ср}}$, как показано на рис.1.20,а. При этом удастся оценить среднее ускорение

$$\varepsilon_{\text{ср}} = (M_{c, \text{ном}} - M_{c, \text{ср}}) / J_\Sigma$$

и далее определить ориентировочное время пуска:

$$t_{\text{п}} \approx \omega_{v, \text{ном}} / \varepsilon_{\text{ср}}.$$

Если, напротив, имеется экспериментальная осциллограмма $\omega = f(t)$ для пуска двигателя вентилятора (рис.1.20,б) и известен момент двигателя $M = M_{c, \text{ном}} = \text{const}$, то по осциллограмме при разных значениях ω можно определить соответствующие значения ускорения ε и с помощью (1.63) вычислить механическую характеристику вентилятора $M_c(\omega)$, показанную на рис.1.20,а.

В современных условиях, когда инженер может решать задачи любой сложности с помощью вычислительной техники, умение производить подобные оценочные расчеты приобретает особо важное значение. Такие оценки помогают в условиях наладки и эксплуатации оперативно анализировать работу электропривода, а при проектировании и исследовании электроприводов контролировать и правильно понимать физическую суть математических результатов, выдаваемых ЭВМ.

1.7. Динамические нагрузки электропривода

Правые части уравнений движения электропривода представляют собой моменты действующих в системе сил инерции. В отличие от рассмотренных выше моментов статической нагрузки электропривода, которые являются внешними воздействиями и не зависят от ускорений масс системы, силы и моменты сил инерции пропорциональны ускорениям масс:

$$F_{\text{дин},j} = m_j dv_j / dt; M_{\text{дин},i} = J_i d\omega_i / dt.$$

Такие силы и моменты в теории электропривода принято называть динамическими силами и моментами. Уравнение движения приведенного жесткого механического звена определяет суммарную динамическую нагрузку электропривода

$$M_{\text{дин}} = J_{\Sigma} d\omega / dt = M - M_c, \quad (1.68)$$

которая при принятом правиле знаков численно равна результирующему моменту $M - M_c$, приложенному к движущимся массам.

Динамический момент является важной составляющей полной нагрузки электропривода. Он представляет собой алгебраическую величину, знак которой при ускорении системы совпадает со знаком скорости, а при замедлении противоположен знаку скорости. При ускорении системы динамический момент является тормозным, и двигатель, преодолевая этот момент, совершает работу, затрачиваемую на увеличение запаса кинетической энергии системы. При замедлении системы, напротив, динамический момент является движущим. Освобождающаяся при снижении скорости кинетическая энергия расходуется на совершение работы по преодолению результирующего момента $M - M_c$, который в этом случае является тормозным.

Как правило, для конкретных производственных механизмов бывает задано требуемое время пуска или расчетное ускорение $\epsilon_{\text{гр}}$. Наибольший возможный статический и наибольший требуемый динамический моменты определяют максимум полной нагрузки и соответственно наибольшее значение электромагнитного момента двигателя, которое он должен создавать в процессе работы электропривода:

$$M_{\text{max}} = M_{c \text{ max}} + J_{\Sigma} \epsilon_{\text{гр max}}. \quad (1.69)$$

Значения M_{max} определяют кратковременные перегрузки двигателя, которые не должны превышать допустимой перегрузочной способности двигателя.

Результирующий момент $M - M_c$ (1.68) при пуске частично затрачивается на ускорение ротора двигателя и связанных с его валом элементов, а в остальной части через передачи воздействует на массы механизма, вызывая их ускорение и совершая работу по увеличению запасенной в них кинетической энергии. Следовательно, динамическая нагрузка при пуске увеличивает полную нагрузку передач на значение динамического момента механизма $J_2 \cdot \epsilon_{\text{ср}}$ (см. рис. 1.9):

$$M_{12} = J_2 \epsilon_{\text{ср}} + M_c. \quad (1.70)$$

При $J_2 \gg J_1$ это увеличение может быть значительным, а при $J_2 < J_1$ основной нагрузкой передач является статическая нагрузка. Во всех случаях динамические нагрузки передач и элементов кинематической цепи механизма могут существенно дополнительно увеличиваться при возникновении в системе упругих механических колебаний.

Правильное определение нагрузок передач и других элементов кинематической цепи механизма имеет важное практическое значение. Нагрузки механического оборудования определяют его износ, причем наиболее неблагоприятно влияние нагрузок, содержащих знакопеременную составляющую. Поэтому ограничение максимальных нагрузок и уменьшение динамических колебательных нагрузок, обусловленных упругими связями, обеспечивают повышение надежности и долговечности механической части привода и механизма.

Динамические нагрузки механического оборудования в реальных установках в значительной мере возрастают из-за ударов, возникающих при выборе зазоров в передачах и сочленениях рабочего оборудования машин. С учетом кинематических зазоров расчетная двухмассовая схема механической части принимает вид, показанный на рис.1.28,а. В связи с наличием зазора $\Delta\varphi_3$ зависимость $M_{12}=f(\varphi_1-\varphi_2)$ становится нелинейной и имеет вид, показанный на рис.1.28,б. Уравнения движения для этой системы на основании (1.40) запишутся при $p=d/dt$ так:

Структурная схема механической части, соответствующая (1.71), представлена на

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 p \omega_1; \\ M_{12} - M_{c2} &= J_2 p \omega_2; \\ M_{12} &= c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2 \mp \Delta\varphi_3/2) \text{ при } |\varphi_1 - \varphi_2| > \Delta\varphi_3/2; \\ M_{12} &= 0 \text{ при } |\varphi_1 - \varphi_2| \leq \Delta\varphi_3/2. \end{aligned} \right\} \quad (1.71)$$

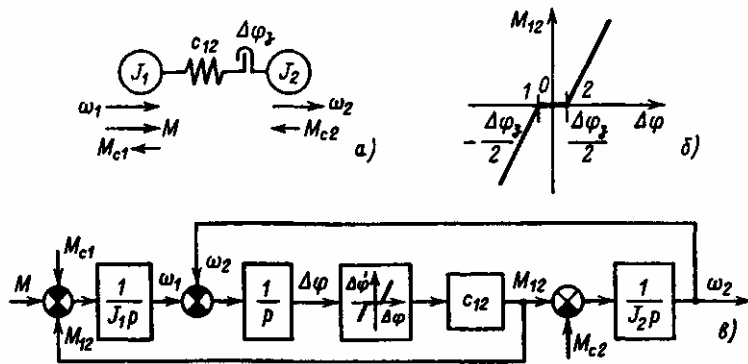


Рис. 1.28. К анализу динамических нагрузок механической части с учетом зазоров в передачах

рис.1.28,в. Рассматривая (1.71) и рис.1.28,в, можно установить, что при разомкнутом зазоре массы системы движутся независимо. Так как при этом $M_{12}=0$, (1.71) при $M=M_1=\text{const}$ принимает вид:

$$M_1 - M_{c1} = J_1 p \omega_1; \quad (1.72)$$

$$-M_{c2} = J_2 p \omega_2. \quad (1.73)$$

Как следствие, к моменту соударения масс скорости ω_1 и ω_2 могут оказаться существенно разными. Так, при реактивном M_{c2} на первом этапе пуска ($M_{12}=0$) скорость ω_2 остается равной нулю, а скорость ω_1 быстро увеличивается, так как $M_1 > M_{c1}$. К моменту окончания выбора зазоров она успевает нарасти до значения

$$\omega'_{1\text{нач}} = \sqrt{2\varepsilon_{1вз}\Delta\varphi_3}, \quad (1.74)$$

где $\varepsilon_{1вз}=(M_1-M_{c1})J_1$ - ускорение при выборе зазоров.

Уравнение (1.74) записано для наиболее тяжелого случая выбора полного зазора, когда начальное значение $\Delta\varphi$ на рис.1.28,б соответствует точке 1, а заканчивается выбор зазора в точке 2.

При реактивном характере момента M_{c2} после выбора зазора скорость ω_2 будет оставаться равной нулю до тех пор, пока момент M_{12} , возрастая, не превысит значения M_{c2} . За время нарастания момента M_{12} до M_{c2} скорость ω_1 дополнительно увеличивается до значения $\omega_{1\text{нач}}$, которое в конечном счете и определит динамическую нагрузку передач после трогания второй массы.

Из физических соображений можно заключить, что накопленная за время выбора зазора первой массой кинетическая энергия $J_1\omega_{1\text{нач}}^2/2$ должна при ударе реализоваться в дополнительных динамических нагрузках передач. Для количественного анализа получим зависимость $M_{12}=f(t)$ для третьего этапа процесса, когда $|\varphi_1 - \varphi_2| > \Delta\varphi_3/2 + M_{c2}/c_{12}$.

На третьем этапе уравнения (1.71) можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} M - M_{12} - M_{c1} &= J_1 d\omega_1/dt; \\ M_{12} - M_{c2} &= J_2 d\omega_2/dt; \\ d^2 M_{12}/dt^2 &= c_{12}(d\omega_1/dt - d\omega_2/dt). \end{aligned} \right\} \quad (1.75)$$

Для получения дифференциального уравнения системы, решенного относительно M_{12} , умножим первое уравнение на c_{12}/J_2 а второе на c_{12}/J_2 и произведем вычитание второго из первого. При этом с учетом третьего уравнения правая часть становится равной $d^2 M_{12}/dt^2$, и после преобразований полученное уравнение можно записать так:

$$\frac{1}{\Omega_{12}^2} \frac{d^2 M_{12}}{dt^2} + M_{12} = J_2 \varepsilon_{\text{ср}} + M_{c2}, \quad (1.76)$$

где

$$\varepsilon_{\text{ср}} = (M_1 - M_{c1} - M_{c2}) / (J_1 + J_2).$$

С учетом проведенного анализа предыдущих этапов выбора зазоров решение (1.76) следует искать при следующих начальных условиях:

$$\text{при } t = 0 \quad (M_{12})_0 = M_{c2}; \quad (dM_{12}/dt)_0 = c_{12}(\omega_1 - \omega_2)_0 = c_{12}\Delta\omega_{\text{нач}}.$$

Общее решение уравнения с учетом определяемого правой частью частного решения и корней $p_{1,2} = \pm j\Omega_{12}$ запишем в виде

$$M_{12} = J_2 \varepsilon_{\text{ср}} + M_{c2} + A' \cos \Omega_{12} t + B' \sin \Omega_{12} t. \quad (1.77)$$

Для определения коэффициентов A и B' используем начальные условия:

$$\begin{aligned} M_{c2} &= J_2 \varepsilon_{\text{ср}} + M_{c2} + A'; \\ c_{12} \Delta\omega_{\text{нач}} &= B' \Omega_{12}. \end{aligned}$$

Следовательно,

$$M_{12} = M_{12\text{ср}} - (M_{12\text{ср}} - M_{c2}) \cos \Omega_{12} t + \frac{c_{12} \Delta\omega_{\text{нач}}}{\Omega_{12}} \sin \Omega_{12} t, \quad (1.78)$$

где

$$M_{12\text{ср}} = J_2 \varepsilon_{\text{ср}} + M_{c2}.$$

После преобразований получим

$$M_{12} = M_{12\text{ср}} + \sqrt{(M_{12\text{ср}} - M_{c2})^2 + \frac{c_{12}^2 \Delta\omega_{\text{нач}}^2}{\Omega_{12}^2}} \sin(\Omega_{12} t - \psi), \quad (1.79)$$

где

$$\psi = \arctg [(M_{12\text{ср}} - M_{c2}) \Omega_{12} / c_{12} \Delta\omega_{\text{нач}}].$$

В соответствии с (1.79) максимум нагрузки передач в рассматриваемом переходном процессе определяется соотношением

$$M_{12\text{max}} = M_{12\text{ср}} + (M_{12\text{ср}} - M_{c2}) \sqrt{1 + \frac{c_{12}^2 \Delta\omega_{\text{нач}}^2}{J_2^2 \varepsilon_{\text{ср}}^2 \Omega_{12}^2}}. \quad (1.80)$$

Анализируя (1.80), можно установить, что динамические нагрузки, обусловленные упругими колебаниями, существенно увеличивают нагрузки передач. При отсутствии колебательной составляющей в (1.79) момент нагрузки передач в процессе пуска равен $M_{12\text{ср}} = J_2 \varepsilon_{\text{ср}} + M_{c2}$. За счет упругих колебаний в соответствии с (1.80) нагрузка возрастает, и ее превышение над средней нагрузкой называется динамическим коэффициентом:

$$k_{\text{дин}} = M_{12\text{max}} / M_{12\text{ср}} = 1 + \left(1 - \frac{M_{c2}}{M_{12\text{ср}}}\right) \sqrt{1 + \frac{c_{12}^2 \Delta\omega_{\text{нач}}^2}{J_2^2 \varepsilon_{\text{ср}}^2 \Omega_{12}^2}}. \quad (1.81)$$

При пуске с предварительно выбранными зазорами и $M_{c2} = 0$ ($\Delta\omega_{\text{нач}} = 0$) динамический коэффициент $k_{\text{дин}} = 2$, т. е. упругие колебания вдвое увеличивают рабочие нагрузки передач (рис. 1.29). При наличии зазоров ($\Delta\omega_{\text{нач}} \neq 0$) максимум нагрузок возрастает и может достигать опасных для механической прочности передач значений. Если подставить в (1.81) выражение $\varepsilon_{\text{ср}}$, Ω_{12} и обозначить, как выше принято, $J_2/J_1 = \gamma$, коэффициент динамичности можно записать так:

$$k_{\text{дин}} = 1 + \left(1 - \frac{M_{c2}}{M_{12\text{ср}}} \right) \sqrt{1 + \frac{\gamma J_1 c_{12} \Delta \omega_{1\text{нач}}^2}{(\gamma - 1)(M_1 - M_{c1} - M_{c2})^2}}. \quad (1.82)$$

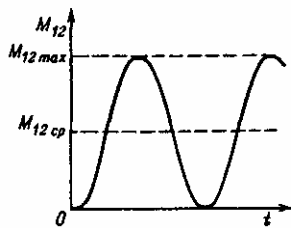


Рис 1.29 Динамические нагрузки передач при пуске электропривода с $M_c = 0$ и $\Delta \varphi_1 = 0$

Нетрудно видеть, что динамические коэффициенты, обусловленные упругими ударами, при выборе зазоров тем больше, чем больше момент инерции ротора двигателя и жестко с ним связанных элементов J_1 и чем больше жесткость механической связи.

При $\Delta \omega_{1\text{нач}} \neq 0$ упругость передач является фактором, снижающим динамические ударные нагрузки. В этом можно убедиться, подставив в (1.82) значение $c_{12} = \infty$, — ему соответствуют бесконечно большие динамические коэффициенты, т. е. разрушающие нагрузки передач. Однако и при реальных конечных значениях c_{12} удары при выборе зазоров могут создавать недопустимые нагрузки или существенно увеличивать износ механического оборудования. В этих случаях при проектировании электропривода предусматриваются законы управления, обеспечивающие повышение плавности выбора зазоров и снижение ударных нагрузок до допустимых значений путем ограничения достигаемой при выборе зазоров скорости $\Delta \omega_{1\text{нач}}$.

Динамические колебательные процессы в среднем не влияют на длительность переходных процессов пуска, реверса и торможения электропривода. Однако они во многих случаях отрицательно сказываются на условиях выполнения технологических операций, особенно на точности работы установки. Практически всегда возникающие упругие колебания увеличивают динамические нагрузки механического оборудования и ускоряют его износ, т. е. являются одним из факторов, определяющих надежность, долговечность и производительность машин.

Динамический коэффициент является важной характеристикой условий работы механического оборудования, а его значения определяются, главным образом, динамическими свойствами электропривода. При проектировании и наладке электроприводов задача уменьшения динамического коэффициента до значений, близких единице, в связи с изложенным имеет важное практическое значение. Для многих механизмов она определяет выбор структуры, настроек и параметров электропривода и при успешном решении обеспечивает увеличение срока службы механического оборудования.

1.8 Контрольные вопросы к гл. 1

1. В каких случаях и при каких сочетаниях параметров при анализе динамических процессов в механической части электропривода можно пренебречь влиянием упругих механических связей?
2. Запишите основное уравнение движения для процесса пуска транспортера, если в процессе пуска масса груза на ленте возрастает во времени по линейному закону. Влиянием упругостей можно пренебречь.
3. В примере 1.8 при управлении моментом, показанном на рис. 1.32,б, упругий момент нарастает до максимально допустимого значения за время $t = 0,5T_{12}$. Можно ли предложить зависимость $M = f(t)$, при которой это время уменьшится вдвое?
4. Как отразится на нагрузках подъемного каната и моста крана пуск двигателя подъема в направлении подъема груза при наличии слабины каната?
5. Как повлияет на процессы выбора зазоров в двухмассовой упругой системе наличие постоянно приложенного на второй массе активного момента нагрузки M_{c2} ?
6. Определите, по какому закону нужно изменять момент двигателя для равномерно ускоренного пуска электропривода с жесткими механическими связями, если $M_c = M_{c0} + (M_{\text{ном}} - M_{c0})(\omega/\omega_{\text{ном}})^3$.
7. Является ли активным момент внутреннего вязкого трения?
8. В каких переходных процессах момент нагрузки электропривода уменьшает потери в передачах?

Глава вторая

Математическое описание динамических процессов электромеханического преобразования энергии

2.1. Общие сведения

В структуре электромеханической системы, представленной на рис.В.2, электромеханический преобразователь ЭМП является функциональным звеном, осуществляющим электромеханическое преобразование энергии. Его физические свойства определяют регулировочные возможности, рациональные способы управления и энергетические показатели электропривода. Поэтому в данном курсе изучению свойств электромеханических преобразователей различного типа уделяется значительное внимание. Основой для углубленного анализа их характеристик, режимов работы и особенностей взаимодействия с другими элементами электромеханической системы являются изученные в курсе электрических машин принципы действия, типы и конструкции двигателей. При этом на первый план выдвигаются вопросы динамики процессов электромеханического преобразования энергии.

Целью данной главы является закрепление полученных в предшествующих курсах навыков составления дифференциальных уравнений, описывающих динамические электромагнитные процессы, и обучение на этой основе обобщенным приемам составления математического описания процессов электромеханического преобразования энергии, используемым во всем последующем изложении. Эти методы и приемы, разработанные в теории обобщенной электрической машины [8, 12], здесь адаптированы по содержанию и форме к потребностям курса. Необходимо освоить их исходные позиции и научиться практическому использованию наиболее употребительных форм записи уравнений. Важно также правильно понять и усвоить смысл и практическое значение характеристик двигателей, используемых в теории электропривода при изучении их электромеханических свойств.

Таким образом, данная глава является вспомогательной. В ней подготавливается математическая база для анализа физических свойств двигателей в разомкнутых и замкнутых системах электропривода. Перед изучением материалов главы нужно проверить знание дифференциальных уравнений электрического равновесия, общего уравнения электромагнитного момента машины, понятия индуктивностей, взаимных индуктивностей, потокосцеплений обмоток машин и т.п. и при необходимости восстановить в памяти их запись.

2.2. Обобщенная электрическая машина.

Электромеханический преобразователь в структуре электропривода (см. рис.В.2) представляет собой идеализированный двигатель, ротор которого не обладает механической инерцией, не подвержен воздействию момента механических потерь и жестко связан с реальным ротором, входящим в состав механической части электропривода. Этому условию соответствует представление двигателя в виде электромеханического многополюсника, показанного на рис.2.1. Здесь электромеханический преобразователь ЭМП имеет n пар электрических выводов, соответствующих n обмоткам двигателя, и одну пару механических выводов, на которых в результате электромеханического преобразования энергии при скорости ω развивается электромагнитный момент двигателя M .

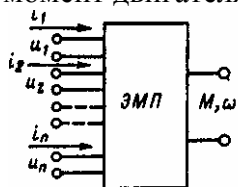


Рис 2.1 Электромеханический многополюсник

Приложенные к обмоткам напряжения $u_1, u_2, \dots, u_n$ связывают электромеханический преобразователь с системой управления электроприводом. Электромагнитный момент M является выходной величиной ЭМП и входной для механической части электропривода. Скорость ротора ω определяется условиями движения механической части, но при изучении процессов электромеханического преобразования энергии может рассматриваться как независимая переменная. Таким образом, механические переменные ω и M связывают электромеханический преобразователь с механической частью в

единую взаимодействующую систему. Как правило, двигатели являются многофазными электрическими машинами. Это обстоятельство осложняет математическое описание динамических процессов, так как с увеличением числа фаз возрастает число уравнений электрического равновесия и усложняются электромагнитные связи. Поэтому во всех случаях, когда это возможно, стремятся сводить анализ процессов в многофазной машине к анализу тех же процессов в экви-

валентной двухфазной модели этой машины.

В теории электрических машин доказано, что любая многофазная электрическая машина с n -фазной обмоткой статора и m -фазной обмоткой ротора при условии равенства полных сопротивлений фаз статора (ротора) в динамике может быть представлена двухфазной моделью. Возможность такой замены создает условия для получения обобщенного математического описания процессов электромеханического преобразования энергии во вращающейся электрической машине на основе рассмотрения идеализированного двухфазного электромеханического преобразователя. В специальной литературе такой преобразователь получил название *обобщенной электрической машины*.

Обобщенная электрическая машина является упрощенной моделью реальной машины. В реальной машине обмотки уложены в пазах статора и ротора, а это вызывает несинусоидальность МДС обмоток, с одной стороны, и неравномерность воздушного зазора - с другой. В обобщенной машине сосредоточенные в пазах проводники с током заменяются синусоидальными токовыми слоями, эквивалентными по МДС первым гармоникам МДС соответствующих реальных обмоток, а неравномерность зазора, обусловленная пазами, не учитывается. При анализе динамических процессов в обобщенной электрической машине, кроме того, принимается, что магнитная цепь машины не насыщается и имеет очень высокую магнитную проницаемость. Зазор явнополюсной машины принимается равномерным, а влияние явнополюсности учитывается введением переменной радиальной магнитной проницаемости:

$$\mu_{\text{рад}} = \mu - \Delta\mu = \mu - \Delta\mu_{\text{max}} \cos 2\varphi_{\text{эл}}, \quad (2.1)$$

где $\varphi_{\text{эл}} = p_n \phi$ и ϕ - соответственно электрический и геометрический угол поворота ротора относительно статора, рад; p_n - число пар полюсов машины.

Как было отмечено, условием возможности приведения многофазной машины к эквивалентной двухфазной является ее симметрия, поэтому полные сопротивления обмоток фаз статора и ротора обобщенной машины равны. Напряжения питания могут быть несимметричными, при этом для анализа динамики следует пользоваться известным методом симметричных составляющих.

Здесь принимается система обозначений, которая используется во всем последующем изложении курса. Принадлежность переменной той или иной обмотке определяется индексами, которыми обозначены оси, связанные с обмотками обобщенной машины, с указанием отношения к статору (1) или ротору (2), как показано на рис.2.2. На этом рисунке система координат, жестко связанная с неподвижным статором, обозначена α, β , с ротором - d, q .

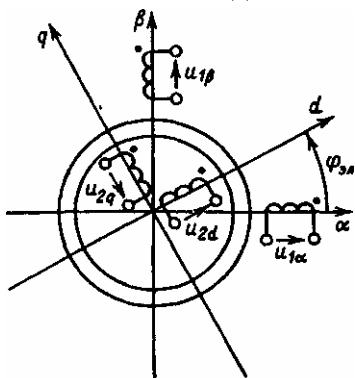


Рис. 2.2. Схема обобщенной двухполюсной машины

Динамика обобщенной машины описывается четырьмя уравнениями электрического равновесия в цепях ее обмоток и уравнением электромеханического преобразования энергии, которое выражает электромагнитный момент машины M как функцию электрических и механических координат системы.

Уравнения Кирхгофа, выраженные через потокосцепления Ψ , имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= R_1 i_{1\alpha} + d\Psi_{1\alpha}/dt; \\ u_{1\beta} &= R_1 i_{1\beta} + d\Psi_{1\beta}/dt; \\ u_{2d} &= R_2 i_{2d} + d\Psi_{2d}/dt; \\ u_{2q} &= R_2 i_{2q} + d\Psi_{2q}/dt; \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$

где R_1 и R_2 - активное сопротивление фазы статора и приведенное активное сопротивление фазы ротора машины.

Уравнения (2.2) однотипны, и их можно записать в обобщенной форме:

$$u_i = R_i i_i + d\Psi_i/dt, \quad (2.3)$$

где индекс i принимает значения $1\alpha, 1\beta, 2d, 2q$, соответствующие осям, с которыми связаны обмотки.

Потокосцепление каждой обмотки в общем виде определяется результирующим действием токов всех обмоток машины:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1\alpha} &= L_{1\alpha,1\alpha}i_{1\alpha} + L_{1\alpha,1\beta}i_{1\beta} + L_{1\alpha,2d}i_{2d} + L_{1\alpha,2q}i_{2q}; \\ \Psi_{1\beta} &= L_{1\beta,1\alpha}i_{1\alpha} + L_{1\beta,1\beta}i_{1\beta} + L_{1\beta,2d}i_{2d} + L_{1\beta,2q}i_{2q}; \\ \Psi_{2d} &= L_{2d,1\alpha}i_{1\alpha} + L_{2d,1\beta}i_{1\beta} + L_{2d,2d}i_{2d} + L_{2d,2q}i_{2q}; \\ \Psi_{2q} &= L_{2q,1\alpha}i_{1\alpha} + L_{2q,1\beta}i_{1\beta} + L_{2q,2d}i_{2d} + L_{2q,2q}i_{2q}. \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

В системе уравнений (2.4) для собственных и взаимных индуктивностей обмоток принято одинаковое обозначение L с подстрочным индексом, первая часть которого $i=1\alpha, 1\beta, 2d, 2q$ указывает, в какой обмотке наводится ЭДС, а вторая $j=1\alpha, 1\beta, 2d, 2q$ - током какой обмотки она создается. Например, $L_{1\alpha,1\alpha}$ - собственная индуктивность фазы α статора;

Принятые в системе (2.4) обозначения и индексы обеспечивают однотипность всех уравнений, что позволяет прибегнуть к удобной для дальнейшего изложения обобщенной форме записи этой системы:

$$\Psi_i = \sum_{j=1\alpha}^{2q} L_{i,j} i_j. \quad (2.5)$$

При работе машины взаимное положение обмоток статора и ротора изменяется, поэтому собственные и взаимные индуктивности обмоток в общем случае являются функцией электрического угла поворота ротора $L=f(\varphi_{эл})$. Для симметричной неявно-полюсной машины собственные индуктивности обмоток статора и ротора не зависят от положения ротора:

$$L_{1\alpha,2d} = L_{2d,1\alpha} = L_{12} \cos \varphi_{эл};$$

$L_{1\alpha,1\alpha} = L_{1\beta,1\beta} = L_1 = \text{const}$; $L_{2d,2d} = L_{2d} = L_2 = \text{const}$, а взаимные индуктивности между обмотками статора или ротора равны нулю: $L_{1\alpha,1\beta} = L_{1\beta,1\alpha} = L_{2d,2q} = L_{2q,2d} = 0$, так как магнитные оси этих обмоток сдвинуты в пространстве относительно друг друга на угол $\varphi_{эл} = 90^\circ$. Взаимные индуктивности обмоток статора и ротора проходят полный цикл изменений при повороте ротора на угол $\varphi_{эл} = 2\alpha$, поэтому с учетом принятых на рис.2.2 направлений токов и знака угла поворота ротора можно записать

Для явнополюсной машины в соответствии с принятым выше условием (2.1) собственные и

$$L_{1\alpha,2q} = L_{2q,1\alpha} = L_{12} \cos (\varphi_{эл} + 90^\circ) = -L_{12} \sin \varphi_{эл};$$

$$L_{1\beta,2q} = L_{2q,1\beta} = L_{12} \cos \varphi_{эл}; \quad L_{1\beta,2d} = L_{2d,1\beta} = L_{12} \sin \varphi_{эл}. \quad (2.6)$$

взаимные индуктивности обмоток необходимо представить в виде суммы двух составляющих, одна из которых пропорциональна μ , а вторая $\Delta\mu$. Составляющие, пропорциональные μ , не имеют отличий от рассмотренных для неявнополюсной машины. Составляющие, пропорциональные $\Delta\mu$, имеют полный цикл изменения при повороте ротора на одно полюсное деление. Так как ротор предполагается гладким, то собственные индуктивности явнополюсного статора не зависят от положения ротора, а собственные индуктивности ротора изменяются в соответствии с изменениями $\Delta\mu$. При явнополюсном статоре взаимная индуктивность между обмотками ротора не равна нулю и также определяется изменениями $\Delta\mu$.

Изложенным положениям соответствуют следующие выражения для индуктивностей обобщенной явнополюсной машины:

$$\left. \begin{aligned} L_{1\alpha,1\alpha} &= L_1 + \Delta L_1; \quad L_{1\beta,1\beta} = L_1 - \Delta L_1; \\ L_{2d,2d} &= L_2 + \Delta L_2 \cos 2\varphi_{эл}; \quad L_{2q,2q} = L_2 - \Delta L_2 \cos 2\varphi_{эл}; \\ L_{1\alpha,1\beta} &= L_{1\beta,1\alpha} = 0; \quad L_{2d,2q} = L_{2q,2d} = -\Delta L_2 \sin 2\varphi_{эл}; \\ L_{1\alpha,2d} &= L_{2d,1\alpha} = (L_{12} + \Delta L_{12}) \cos \varphi_{эл}; \\ L_{1\alpha,2q} &= L_{2q,1\alpha} = -(L_{12} + \Delta L_{12}) \sin \varphi_{эл}; \\ L_{1\beta,2d} &= L_{2d,1\beta} = (L_{12} - \Delta L_{12}) \sin \varphi_{эл}; \\ L_{1\beta,2q} &= L_{2q,1\beta} = (L_{12} - \Delta L_{12}) \cos \varphi_{эл}. \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

С учетом (2.5) уравнения электрического равновесия (2.3) можно представить в виде

$$u_i = R_i i_i + \frac{d}{dt} \sum_{j=1\alpha}^{2q} L_{i,j} i_j, \quad (2.8)$$

где L определяются (2.6) или (2.7).

Дифференциальное уравнение электромеханического преобразования энергии получим, воспользовавшись известной формулой [8]:

$$M = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \varphi} \sum_{i=1\alpha}^{2q} i_i \Psi_i = \frac{1}{2} \sum_{i=1\alpha}^{2q} i_i \frac{\partial \Psi_i}{\partial \varphi}. \quad (2.9)$$

С помощью (2.5) электромагнитный момент машины (2.9) может быть выражен через токи обмоток:

$$M = \frac{1}{2} \sum_{i=1\alpha}^{2q} i_i \cdot \sum_{j=1\alpha}^{2q} \frac{\partial L_{i,j}}{\partial \varphi} i_j. \quad (2.10)$$

Уравнение электромагнитного момента для неявнополюсной машины можно получить, подставив в (2.10) выражения для собственных и взаимных индуктивностей обмоток (2.6):

$$M = p_n L_{12} [(i_{1\beta} i_{2d} - i_{1\alpha} i_{2q}) \cos \varphi_{эл} - (i_{1\beta} i_{2q} + i_{1\alpha} i_{2d}) \sin \varphi_{эл}]. \quad (2.11)$$

Аналогично может быть получено с помощью (2.7) и уравнение электромагнитного момента явнополюсной машины.

2.3. Электромеханическая связь электропривода и ее характеристики

Уравнения электрического равновесия (2.8) и уравнение электромагнитного момента (2.10) представляют собой математическое описание динамических процессов преобразования энергии во вращающихся электрических машинах, записанное в общем виде и выраженное через действительные переменные двухфазной модели. Вместе (2.8) и (2.10) образуют систему из пяти уравнений, устанавливающую взаимосвязь между процессами в механической и электрической частях электромеханической системы. Проявления этой взаимосвязи в теории электропривода называются *электромеханической связью*.

Для разъяснения сути этого понятия воспользуемся уравнениями электрического равновесия (2.8). В соответствии с (2.6) и (2.7) индуктивности L_{ij} зависят от электрического угла поворота ротора $\varphi_{эл}$, а следовательно, и от времени t . Поэтому, выполнив дифференцирование в (2.8), можно эти уравнения представить в виде

$$u_i = R_i i_i + \sum_{j=1\alpha}^{j=2q} L_{i,j} \frac{di_j}{dt} + \omega \sum_{j=1\alpha}^{j=2q} \frac{dL_{i,j}}{d\varphi} i_j, \quad (2.12)$$

где $\omega = d\varphi/dt$ - угловая скорость ротора машины.

Первый член каждого уравнения (2.12) представляет собой падение напряжения на активном сопротивлении цепи данной обмотки, второй - результирующую ЭДС самоиндукции и взаимной индукции e_{Li} вызванную изменениями токов в обмотках, а третий член отражает взаимодействие механической и электрической частей электропривода, так как представляет собой результирующую ЭДС e_i наведенную в обмотке в результате механического движения ротора машины:

$$e_i = \omega \sum_{j=1\alpha}^{j=2q} \frac{dL_{i,j}}{d\varphi} i_j. \quad (2.13)$$

Наличие в (2.12) ЭДС e_i , зависящих от скорости ротора двигателя, приводит к тому, что изменения скорости, вызванные процессами в механической части, вызывают изменения токов i_i потребляемых обмотками машины. Рассмотренное явление представляет собой электромеханическую связь в системе электропривода, благодаря которой при питании двигателя от источника напряжения существует зависимость токов силовой цепи электропривода от его скорости. Так как токи i_i благодаря электромеханической связи зависят от скорости ротора машины, то и ее электромагнитный момент, определяемый (2.10), также является функцией скорости.

Качественными и количественными характеристиками электромеханической связи, широко используемыми в теории электропривода, являются *электромеханические* и *механические* характеристики. Электромеханическими характеристиками называются характеристики $i_i = f(\omega)$ или $\omega = f(i_i)$, соответствующие статическим или конкретным динамическим режимам работы электропривода. Аналогичные характеристики $M = f(\omega)$ и $\omega = f(M)$, связывающие в этих режимах электромагнитный момент и скорость электропривода, называются механическими характери-

стиками.

Уравнения электрического равновесия (2.12) выражают математическую связь между функциями $i_i(t)$ и $\omega(t)$ в динамических процессах электромеханического преобразования энергии. Следовательно, эти уравнения представляют собой обобщенное математическое описание электромеханических характеристик двигателя во всех режимах работы. Поэтому в дальнейшем они называются *уравнениями электромеханической характеристики* двигателя.

Система уравнений, составленная из уравнений электромеханической характеристики (2.12) и электромагнитного момента (2.10), устанавливает математическую связь между функциями $M(t)$ и $\omega(t)$ во всех режимах работы, т. е. является обобщенным математическим описанием механических характеристик двигателя. В дальнейшем эти уравнения называются *уравнениями механической характеристики*.

Таким образом, уравнения (2.12) вместе с (2.10) образуют систему уравнений механической характеристики двигателя:

$$\left. \begin{aligned} u_i &= R_i i_i + \sum_{j=1}^{j=2q} L_{i,j} \frac{di_j}{dt} + \omega \sum_{j=1}^{j=2q} \frac{dL_{i,j}}{d\varphi} i_j; \\ M &= \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{j=2q} i_i \sum_{j=1}^{j=2q} \frac{dL_{i,j}}{d\varphi} i_j. \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

Все множество электромеханических и механических характеристик, определяемых (2.12) и (2.14), в зависимости от режимов работы электропривода разделяется на *динамические* и *статические* характеристики. Всем динамическим процессам соответствуют динамические электромеханические $i_i=f(\omega)$ и механические $M=f(\omega)$ характеристики, а статическим - статические. Уравнения статических характеристик получаются из общих уравнений динамики (2.12) и (2.14) путем подстановки в них условий, соответствующих статическим режимам работы.

Электромеханическая связь объединяет механическую часть электропривода и электромеханический преобразователь в единую электромеханическую систему. Действительно, благодаря наличию этой связи электромагнитный момент двигателя реагирует на процессы, протекающие в механической части, и в свою очередь оказывает влияние на эти процессы. Как следствие, электромеханическая связь определяет важные физические свойства разомкнутых и замкнутых электромеханических систем, и ее характеристики в теории электропривода являются эффективным инструментом для изучения этих свойств. Создание электроприводов, обладающих требуемыми качествами, как ниже будет показано, практически реализуется путем формирования требуемых статических и динамических механических характеристик электропривода.

2.4. Линейные преобразования уравнений механической характеристики обобщенной машины

Достоинством полученного в §2.2 математического описания процессов электромеханического преобразования энергии является то, что в качестве независимых переменных в нем используются действительные токи обмоток обобщенной машины и действительные напряжения их питания. Такое описание динамики системы дает прямое представление о физических процессах в системе, однако является сложным для анализа.

При решении многих задач значительное упрощение математического описания процессов электромеханического преобразования энергии достигается путем линейных преобразований исходной системы уравнений, при этом осуществляется замена действительных переменных новыми переменными при условии сохранения адекватности математического описания физическому объекту. Условие адекватности обычно формулируется в виде требования инвариантности мощности при преобразовании уравнений. Вновь вводимые переменные могут быть либо действительными, либо комплексными величинами, связанными с реальными переменными формулами преобразования, вид которых должен обеспечивать выполнение условия инвариантности мощности.

Целью преобразования всегда является то или иное упрощение исходного математического описания динамических процессов: устранение зависимости индуктивностей и взаимных индуктивностей обмоток от угла поворота ротора, возможность оперировать не синусоидально меняющимися переменными, а их амплитудами и т. п.

Вначале рассмотрим действительные преобразования, позволяющие перейти от физических переменных, определяемых системами координат, жестко связанными со статором (α, β) и с ротором (d, q), к расчетным переменным, соответствующим системе координат i, v , вращающихся в пространстве с произвольной скоростью ω_k . Для формального решения задачи представим каждую реальную обмоточную переменную - напряжение, ток, потокосцепление - в виде вектора, направление которого жестко связано с соответствующей данной обмотке осью координат, а модуль изменяется во времени в соответствии с изменениями изображаемой переменной.

На рис.2.3 обмоточные переменные обозначены в общем виде буквой x с соответствующим

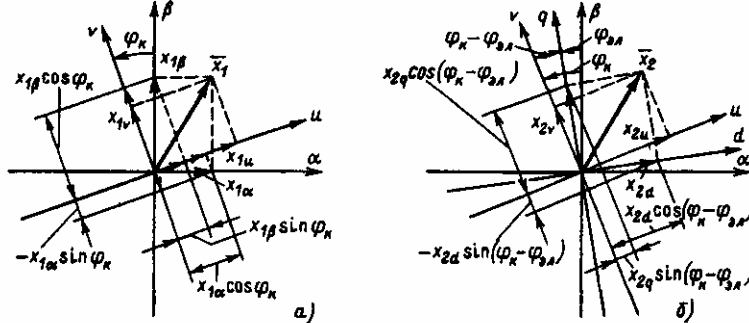


Рис. 2.3. Переменные обобщенной машины в различных системах координат

индексом, отражающим принадлежность данной переменной к определенной оси координат, и показано взаимное положение в текущий момент времени осей α, β , жестко связанных со статором, осей d, q , жестко связанных с ротором, и произвольной системы ортогональных координат u, v вращающихся относительно неподвижного статора со скоростью ω_k . Полагаются заданными реальные переменные в осях α, β (статор) и d, q (ротор), соответствующие им новые переменные в системе координат i, v можно определить как суммы проекций реальных переменных на новые оси.

Для большей наглядности графические построения, необходимые для получения формул преобразования, представлены на рис.2.3,а и б для статора и ротора отдельно. На рис.2.3,а показаны оси α, β , связанные с обмотками неподвижного статора, и оси i, v повернутые относительно статора на угол $\varphi_k = \omega_k t$. Составляющие вектора x_{1u} определены как проекции векторов $x_{1\alpha}$ и $x_{1\beta}$ на ось u , составляющие вектора x_{1v} - как проекции тех же векторов на ось v . Просуммировав проекции по осям, получим формулы прямого преобразования для статорных переменных в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} x_{1u} &= x_{1\alpha} \cos \varphi_k + x_{1\beta} \sin \varphi_k; \\ x_{1v} &= -x_{1\alpha} \sin \varphi_k + x_{1\beta} \cos \varphi_k. \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

Аналогичные построения для роторных переменных представлены на рис.2.3,б. Здесь показаны неподвижные оси α, β , повернутые относительно них на угол $\varphi_{эл}$ оси d, q , связанные с ротором машины, повернутые относительно роторных осей d и q на угол $\varphi_k - \varphi_{эл}$ оси u, v , вращающиеся со скоростью ω_k и совпадающие в каждый момент времени с осями i, v на рис.2.3,а. Сравнивая рис.2.3,б с рис.2.3,а, можно установить, что проекции векторов x_{2d} и x_{2q} на u, v аналогичны проекциям статорных переменных, но в функции угла $(\varphi_k - \varphi_{эл})$. Следовательно, для роторных переменных формулы преобразования имеют вид

$$\left. \begin{aligned} x_{2u} &= x_{2d} \cos (\varphi_k - \varphi_{эл}) + x_{2q} \sin (\varphi_k - \varphi_{эл}); \\ x_{2v} &= -x_{2d} \sin (\varphi_k - \varphi_{эл}) + x_{2q} \cos (\varphi_k - \varphi_{эл}). \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

Для пояснения геометрического смысла линейных преобразований, осуществляемых по (2.15) и (2.16), на рис.2.3 выполнены дополнительные построения. Они показывают, что в основе преобразования лежит представление переменных обобщенной машины в виде векторов $\bar{x}_1$ и $\bar{x}_2$. Как реальные переменные $x_{1\alpha}$ и $x_{1\beta}$, так и преобразованные x_{1u} и x_{1v} являются проекциями на соответствующие оси одного и того же результирующего вектора $\bar{x}_1$. Аналогичные соотношения справедливы и для роторных переменных.

При необходимости перехода от преобразованных переменных $x_{1u}, x_{1v}, x_{2u}, x_{2v}$ к реальным переменным обобщенной машины $x_{1\alpha}, x_{1\beta}, x_{2d}, x_{2q}$ используются формулы обратного преобразования. Их можно получить с помощью построений, выполненных на рис.2.4,а и б аналогично построениям на рис.2.3,а и б:

$$\left. \begin{aligned} x_{1\alpha} &= x_{1u} \cos \varphi_k - x_{1v} \sin \varphi_k; \\ x_{1\beta} &= x_{1u} \sin \varphi_k + x_{1v} \cos \varphi_k; \\ x_{2d} &= x_{2u} \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}) - x_{2v} \sin(\varphi_k - \varphi_{эл}); \\ x_{2q} &= x_{2u} \sin(\varphi_k - \varphi_{эл}) + x_{2v} \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}). \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

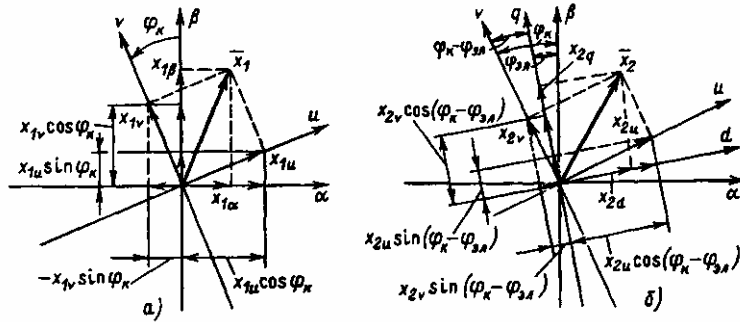


Рис 2.4. Преобразование переменных обобщенной двухфазной электрической машины

Формулы прямого (2.15), (2.16) и обратного (2.17) преобразований координат обобщенной машины используются при построении управляющих вычислительных устройств для регулируемых электроприводов переменного тока, а также при проведении исследований, требующих более полного описания процессов в машине, чем достигаемое использованием уравнений механической характеристики обобщенной машины (2.14). Во всех случаях, когда применимы уравнения (2.14), можно непосредственно пользоваться преобразованными уравнениями механической характеристики и выражениями потокосцеплений. Для получения преобразованных уравнений (2.4) и (2.12) необходимо произвести в них замену реальных переменных с помощью формул (2.17) и выполнить преобразования полученных выражений для разделения уравнений по осям u , v .

Эти преобразования несложны, но громоздки, поэтому для пояснения их сути ограничимся преобразованием уравнений электрического равновесия для цепи статора. Подставив выражения переменных (2.17) в первые два уравнения системы (2.2), получим

$$\left\{ \begin{aligned} u_{1u} \cos \varphi_k - u_{1v} \sin \varphi_k &= R_1(i_{1u} \cos \varphi_k - i_{1v} \sin \varphi_k) + \\ &+ \frac{d}{dt}(\Psi_{1u} \cos \varphi_k - \Psi_{1v} \sin \varphi_k); \\ u_{1u} \sin \varphi_k + u_{1v} \cos \varphi_k &= \bar{R}_1(i_{1u} \sin \varphi_k + i_{1v} \cos \varphi_k) + \\ &+ \frac{d}{dt}(\Psi_{1u} \sin \varphi_k + \Psi_{1v} \cos \varphi_k). \end{aligned} \right. \quad (2.18)$$

Уравнения (2.18) содержат переменные разных осей, поэтому для выделения уравнений электрического равновесия, соответствующих обмотке каждой оси, необходимы их преобразования. С этой целью выполним предусмотренные (2.18) операции дифференцирования произведений потокосцеплений на тригонометрические функции угла φ_k , домножим первое уравнение на $\cos \varphi_k$, а второе на $\sin \varphi_k$ и произведем сложение полученных уравнений. Так как $\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k = 1$, после приведения подобных членов получим уравнение электрического равновесия для оси u . Затем домножим первое уравнение (2.18) на $-\sin \varphi_k$, а второе на $\cos \varphi_k$ после выполнения перечисленных операций получим аналогичное уравнение для оси v . В результате таких же преобразований уравнений электрического равновесия для роторных цепей получим преобразованные к осям u , v уравнения электромеханической характеристики обобщенной машины:

$$\left. \begin{aligned} u_{1u} &= i_{1u} R_1 + \frac{d\Psi_{1u}}{dt} - \omega_k \Psi_{1v}; \\ u_{1v} &= i_{1v} R_1 + \frac{d\Psi_{1v}}{dt} + \omega_k \Psi_{1u}; \\ u_{2u} &= i_{2u} R_2 + \frac{d\Psi_{2u}}{dt} - (\omega_k - \omega_{эл}) \Psi_{2v}; \\ u_{2v} &= i_{2v} R_2 + \frac{d\Psi_{2v}}{dt} + (\omega_k - \omega_{эл}) \Psi_{2u}, \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

где $\omega_k = d\phi_k/dt$, $\omega_{эл} = d\phi_{эл}/dt$.

Аналогично с помощью (2.17) можно получить преобразованные уравнения потокосцеплений (2.4). Однако их можно достаточно просто записать на основе физических соображений. Переход к осям u, v соответствует переходу к взаимно неподвижным обмоткам, вращающимся со скоростью ω_k (рис.2.5). Рассматривая этот рисунок, можно определить искомые соотношения:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1u} &= L_1 i_{1u} + L_{12} i_{2u}; \quad \Psi_{1v} = L_1 i_{1v} + L_{12} i_{2v}; \\ \Psi_{2u} &= L_2 i_{2u} + L_{12} i_{1u}; \quad \Psi_{2v} = L_2 i_{2v} + L_{12} i_{1v}. \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

Таким образом, потокосцепление каждой обмотки в системе координат u, v определяется собственной индуктивностью L_1 или L_2 и взаимной индуктивностью L_{12} с другой обмоткой, расположенной на той же оси. Взаимодействие с токами других обмоток отсутствует, так как их оси сдвинуты на электрический угол, равный 90° .

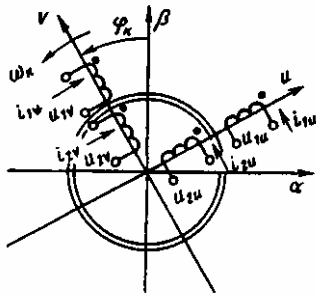


Рис 2.5. Схема обобщенной машины в осях u, v

С помощью уравнений (2.20) можно при необходимости в уравнениях электромеханической характеристики (2.19) исключить потокосцепления, выразив их через токи обмоток.

Проверим, выполняется ли при данном координатном преобразовании уравнений обобщенной машины требование инвариантности мощности. Для упрощения записи примем $u_{2d}=u_{2q}=0$. Тогда вся мощность поступает в машину со стороны статора:

$$Q_1 = u_{1\alpha} i_{1\alpha} + u_{1\beta} i_{1\beta}. \quad (2.21)$$

Произведем в (2.21) замену переменных с помощью формул (2.17) и получим

$$\begin{aligned} Q_1 &= (u_{1u} \cos \varphi_k - u_{1v} \sin \varphi_k) (i_{1u} \cos \varphi_k - i_{1v} \sin \varphi_k) + \\ &+ (u_{1u} \sin \varphi_k + u_{1v} \cos \varphi_k) (i_{1u} \sin \varphi_k + i_{1v} \cos \varphi_k) = \\ &= u_{1u} i_{1u} (\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k) + u_{1v} i_{1v} (\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k) = \\ &= u_{1u} i_{1u} + u_{1v} i_{1v}. \end{aligned}$$

Таким образом, условие инвариантности мощности при рассмотренном преобразовании переменных выполняется. Воспользуемся формулами преобразования для получения удобных для использования выражений электромагнитного момента двигателя. Для неявнополюсной машины уравнение момента получим, заменив в (2.11) реальные переменные на преобразованные по формулам (2.17):

$$\begin{aligned} M &= p_n L_{12} \cos \varphi_{эл} \left\{ (i_{1u} \sin \varphi_k + i_{1v} \cos \varphi_k) [i_{2u} \cos (\varphi_k - \varphi_{эл}) - \right. \\ &- i_{2v} \sin (\varphi_k - \varphi_{эл})] - (i_{1u} \cos \varphi_k - i_{1v} \sin \varphi_k) [i_{2u} \sin (\varphi_k - \varphi_{эл}) + \\ &+ i_{2v} \cos (\varphi_k - \varphi_{эл})] \left. \right\} - p_n L_{12} \sin \varphi_{эл} \left\{ (i_{1u} \sin \varphi_k + i_{1v} \cos \varphi_k) \times \right. \\ &\times [i_{2u} \sin (\varphi_k - \varphi_{эл}) + i_{2v} \cos (\varphi_k - \varphi_{эл})] + (i_{1u} \cos \varphi_k - \\ &- i_{1v} \sin \varphi_k) [i_{2u} \cos (\varphi_k - \varphi_{эл}) - i_{2v} \sin (\varphi_k - \varphi_{эл})] \left. \right\} = \\ &= p_n L_{12} (i_{1v} i_{2u} - i_{1u} i_{2v}). \end{aligned} \quad (2.22)$$

В результате преобразований (2.22) с учетом (2.20) можно получить следующие формулы для определения электромагнитного момента обобщенной машины:

$$M = p_n(\Psi_{1u}i_{1v} - \Psi_{1v}i_{1u}); \quad (2.23)$$

$$M = \frac{p_n L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} (\Psi_{1v}i_{2u} - \Psi_{1u}i_{2v}). \quad (2.24)$$

В справедливости формул (2.23) и (2.24) можно убедиться, выразив с помощью (2.20) потокоцепления через токи. Таким путем после преобразований все эти формулы приводятся к полученной выше формуле (2.22).

Объединив уравнения электромеханической характеристики (2.19) с уравнением электромагнитного момента (2.22), получим математическое описание механических характеристик двигателя в осях i, v :

$$\left. \begin{aligned} u_{1u} &= i_{1u} R_1 + \frac{d\Psi_{1u}}{dt} - \omega_k \Psi_{1v}; \\ u_{1v} &= i_{1v} R_1 + \frac{d\Psi_{1v}}{dt} + \omega_k \Psi_{1u}; \\ u_{2u} &= i_{2u} R_2 + \frac{d\Psi_{2u}}{dt} - (\omega_k - \omega_{эл}) \Psi_{2v}; \\ u_{2v} &= i_{2v} R_2 + \frac{d\Psi_{2v}}{dt} + (\omega_k - \omega_{эл}) \Psi_{2u}; \\ M &= p_n L_{12} (i_{1v} i_{2u} - i_{1u} i_{2v}). \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

Рассматривая эти уравнения, можно убедиться, что переход к модели со взаимно неподвижными обмотками существенно упрощает математическое описание динамических процессов электромеханического преобразования энергии. Коэффициенты взаимной индукции и потокоцепления взаимно неподвижных обмоток (2.20) становятся независимыми от механической координаты, а движение реальных обмоток и вращение координатных осей учитываются в уравнениях электрического равновесия введением дополнительных ЭДС вращения. Значительно упрощается уравнение электромагнитного момента двигателя, в котором устраняется непосредственная зависимость от угла $\phi_{эл}$ и электромеханическая связь проявляется посредством зависимости токов и потокоцеплений обмоток от скорости двигателя.

Построения на рис.2.3 свидетельствуют о возможности представления переменных обобщенной машины в комплексной форме и перехода к записи уравнений относительно результирующих векторов. Напряжения, токи, потокоцепления в (2.19) и (2.22) являются проекциями результирующих векторов, изображающих соответствующие величины, на ортогональные оси координат i, v . Если ось i принять за действительную, а ось v - за мнимую ось плоскости комплексного переменного, то изображающие векторы можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Psi}_1 &= \Psi_{1u} + j\Psi_{1v}; \quad \bar{\Psi}_2 = \Psi_{2u} + j\Psi_{2v}; \\ \bar{i}_1 &= i_{1u} + ji_{1v}; \quad \bar{i}_2 = i_{2u} + ji_{2v}; \\ \bar{u}_1 &= u_{1u} + ju_{1v}; \quad \bar{u}_2 = u_{2u} + ju_{2v}. \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

Уравнения (2.19) при комплексной записи изображающих векторов для оси i представляют собой действительную часть соответствующих комплексных уравнений статора и ротора, а для оси v - мнимую. Этому условию отвечают следующие уравнения динамической механической характеристики в комплексной форме:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \bar{i}_1 R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_1; \\ \bar{u}_2 &= \bar{i}_2 R_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_k - \omega_{эл}) \bar{\Psi}_2; \\ M &= p_n L_{12} \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2^*), \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

где $\bar{i}_2^*$ - величина, комплексно-сопряженная величине $\bar{i}_2$.

Векторы потокосцеплений могут быть выражены через результирующие векторы токов статора $\bar{i}_1$ и ротора $\bar{i}_2$:

$$\bar{\Psi}_1 = L_{11}\bar{i}_1 + L_{12}\bar{i}_2; \quad \bar{\Psi}_2 = L_{12}\bar{i}_1 + L_{22}\bar{i}_2. \quad (2.28)$$

Подставив (2.28) в (2.27), получим уравнения механической характеристики, выраженные через векторы результирующих токов статора и ротора:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= R_1\bar{i}_1 + (p + j\omega_k)(L_{11}\bar{i}_1 + L_{12}\bar{i}_2); \\ \bar{u}_2 &= R_2\bar{i}_2 + [p + j(\omega_k - \omega_{эл})](L_{12}\bar{i}_1 + L_{22}\bar{i}_2); \\ M &= p_n L_{12} \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2^*), \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

где $p = d/dt$.

Комплексное преобразование при $\omega_{эл} = \text{const}$ дает возможность аналитическим путем исследовать зависимость момента машины от времени при электромагнитном переходном процессе и в дальнейшем изложении будет для этой цели использовано.

Рассмотренные вещественное и комплексное преобразования уравнений механической характеристики обобщенной машины в значительной степени облегчают анализ динамических режимов электропривода и во многих случаях позволяют при моделировании на ЭВМ вместо реальных переменных токов и напряжений обмоток оперировать соответствующими им после преобразования постоянными величинами. Этого в ряде случаев удастся достигнуть удачным выбором угловой скорости координатных осей u, v . На практике широко используются следующие варианты выбора этой скорости.

Выбор $\omega_k = 0$ обеспечивает преобразование реальных переменных ротора, выраженных в осях d, q к неподвижным осям α, β , связанным со статором машины. Уравнения электромеханической характеристики в осях α, β имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= i_{1\alpha} R_1 + d\Psi_{1\alpha}/dt; \\ u_{1\beta} &= i_{1\beta} R_1 + d\Psi_{1\beta}/dt; \\ u_{2\alpha} &= i_{2\alpha} R_2 + d\Psi_{2\alpha}/dt + \omega_{эл} \Psi_{2\beta}; \\ u_{2\beta} &= i_{2\beta} R_2 + d\Psi_{2\beta}/dt - \omega_{эл} \Psi_{2\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

При преобразовании α, β напряжения и токи обмоток машины остаются переменными, но имеют одинаковую частоту, равную частоте тока статора.

Выбор $\omega_k = \omega_{эл}$ соответствует преобразованию реальных переменных машины к осям d, q , жестко связанным с ротором машины. Уравнения электромеханической характеристики в осях d, q принимают вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1d} &= i_{1d} R_1 + d\Psi_{1d}/dt - \omega_{эл} \Psi_{1q}; \\ u_{1q} &= i_{1q} R_1 + d\Psi_{1q}/dt + \omega_{эл} \Psi_{1d}; \\ u_{2d} &= i_{2d} R_2 + d\Psi_{2d}/dt; \\ u_{2q} &= i_{2q} R_2 + d\Psi_{2q}/dt. \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

Здесь также напряжения и токи являются переменными, но имеют как в роторной, так и в статорной обмотках частоту $\omega_{2эл} = \omega_0 - \omega_{эл}$ т.е. частоту тока ротора. В синхронных машинах в статических режимах работы $\omega_{0эл} = \omega_{эл}$, поэтому использование уравнений (2.31) позволяет оперировать соотношениями, аналогичными постоянному току, как показано для следующего варианта.

Если положить $\omega_k = \omega_{0эл}$, можно осуществить преобразование x, y - выражение всех переменных системы в осях x, y , вращающихся с синхронной скоростью поля машины, при этом уравнения электромеханической характеристики записываются так:

$$\begin{aligned}
u_{1x} &= i_{1x} R_1 + d\Psi_{1x}/dt - \omega_{0эл} \Psi_{1y}; \\
u_{1y} &= i_{1y} R_1 + d\Psi_{1y}/dt + \omega_{0эл} \Psi_{1x}; \\
u_{2x} &= i_{2x} R_2 + d\Psi_{2x}/dt - (\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \Psi_{2y}; \\
u_{2y} &= i_{2y} R_2 + d\Psi_{2y}/dt + (\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \Psi_{2x}.
\end{aligned}$$

Пусть при этом к реальным обмоткам статора приложена симметричная двухфазная система напряжений:

$$u_{1\alpha} = U_{1\max} \cos \omega_{0эл} t; \quad u_{1\beta} = U_{1\max} \sin \omega_{0эл} t.$$

С помощью формул прямого преобразования (2.15), положив $\omega_k = \omega_{0эл}$ и $\phi_k = \omega_{0эл} \cdot t$, преобразуем напряжения $u_{1\alpha}$, $u_{1\beta}$ в соответствующие им напряжения u_{1y} , u_{1x} :

$$\begin{aligned}
u_{1x} &= U_{1\max} \cos^2 \omega_{0эл} t + U_{1\max} \sin^2 \omega_{0эл} t = U_{1\max}; \\
u_{1y} &= -U_{1\max} \cos \omega_{0эл} t \sin \omega_{0эл} t + U_{1\max} \sin \omega_{0эл} t \cos \omega_{0эл} t = 0.
\end{aligned}$$

Таким образом, в синхронно вращающихся осях x , y реальные переменные напряжения, приложенные к обмоткам статора, при принятой начальной фазе преобразуются в постоянное напряжение $U_{1\max} = \text{const}$, приложенное к обмотке, расположенной по оси x . Этот результат имеет физический смысл: вращающееся магнитное поле, создаваемое при неподвижных обмотках статора токами, вызванными напряжениями $u_{1\alpha}$, $u_{1\beta}$, при переходе к обмоткам, вращающимся со скоростью поля, может быть создано постоянным напряжением $U_{1\max}$. Во многих случаях при исследованиях динамики машин переменного тока возможность замены синусоидальных переменных постоянными, достигаемая преобразованием к соответствующим осям координат, существенно упрощает моделирование и анализ его результатов.

2.5. Фазные преобразования переменных

Из изложенного следует, что рассмотренное линейное преобразование переменных обобщенной машины имеет вполне определенный физический смысл. Переменные токи обмоток фаз обобщенной машины сдвинуты на электрический угол, равный 90° . На такой же пространственный угол смещены геометрические оси обмоток фаз, поэтому результирующая МДС вращается относительно создающих ее обмоток со скоростью, пропорциональной частоте тока.

Мгновенное положение вектора результирующей МДС определяется геометрической суммой векторов МДС соответствующих обмоток, поэтому токи этих обмоток можно рассматривать как проекции вектора результирующей МДС на их оси. Как следует из рассмотрения рис.2.3, один и тот же вектор результирующей МДС может быть создан парами как неподвижных, так и вращающихся обмоток. Формулы преобразования токов и устанавливают взаимосвязь между проекциями результирующего вектора тока на соответствующие оси a , β , d , q или u , v .

Математическое описание механических характеристик получено для двухфазной модели машины. Реальные двигатели переменного тока чаще всего имеют трехфазную обмотку статора, поэтому возникает необходимость преобразования переменных трехфазной машины к переменным двухфазной модели и наоборот. Основой для такого преобразования может служить рассмотренный физический смысл координатных преобразований. Действительно, один и тот же результирующий вектор МДС может быть создан как двухфазной, так и трехфазной обмоткой,

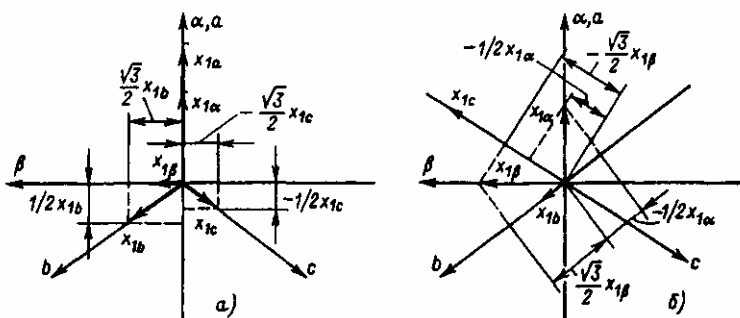


Рис. 2.6. Схемы преобразования переменных трехфазной машины

поэтому для получения формул двухфазно-трехфазных преобразований можно использовать тот же принцип, что и для получения формул координатных преобразований.

Итак, возникает задача преобразования реальных переменных x_{1a} , x_{1b} , x_{1c} статора трехфазной машины к ортогональной системе координат α , β , т. е. к реальным переменным статора эквива-

лентной двухфазной машины. Решение этой задачи существенно осложняется в связи с необходимостью перехода от объекта с тремя фазами к обобщенной модели с двумя фазами, так как разница в числе фаз затрудняет выполнение условия инвариантности мощности. Учитывая это, представим реальные переменные трехфазной машины в виде векторов и будем полагать, что преобразованные переменные в осях α , β не равны, а пропорциональны сумме проекций реальных переменных x_{1a} , x_{1b} , x_{1c} на оси α , β . На основании построения, показанного на рис.2.6,а, можно записать

$$\left. \begin{aligned} x_{1\alpha} &= k_c \left(x_{1a} - \frac{1}{2} x_{1b} - \frac{1}{2} x_{1c} \right); \\ x_{1\beta} &= k_c \left(\frac{\sqrt{3}}{2} x_{1b} - \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1c} \right), \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

где k_c - согласующий коэффициент пропорциональности, выбор которого должен осуществляться из условия инвариантности мощности.

Рассмотрим наиболее распространенный в практике случай, когда переменные трехфазной машины подчиняются условию

$$x_{1a} + x_{1b} + x_{1c} = 0. \quad (2.33)$$

С учетом (2.33) уравнения (2.32) преобразуются к виду

$$x_{1\alpha} = \frac{3}{2} k_c x_{1a}; \quad x_{1\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} k_c (x_{1b} - x_{1c}). \quad (2.34)$$

Переменные x_{2d} , x_{2q} для роторной цепи машины также определяются (2.33) и (2.34) при соответствующей замене индексов.

Формулы обратного преобразования можно получить аналогично с помощью рис.2.6,б:

$$\left\{ \begin{aligned} x_{1a} &= k_c x_{1\alpha}; \\ x_{1b} &= k_c \left(-\frac{1}{2} x_{1\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1\beta} \right); \\ x_{1c} &= k_c \left(-\frac{1}{2} x_{1\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1\beta} \right). \end{aligned} \right. \quad (2.35)$$

При выполнении условия (2.33) третье уравнение системы (2.35) может быть получено с помощью первых двух, так как $x_{1c} = -(x_{1a} + x_{1b})$. Для определения согласующего коэффициента k_c , обеспечивающего выполнение условия инвариантности мощности при преобразовании переменных, выразим с помощью (2.35) суммарную мгновенную мощность, потребляемую обмотками статора трехфазной машины через переменные эквивалентной двухфазной машины:

Следовательно, для выполнения условия инвариантности мощности согласующий коэффициент

$$\begin{aligned} u_{1a} i_{1a} + u_{1b} i_{1b} + u_{1c} i_{1c} &= (k_c u_{1\alpha}) (k_c i_{1\alpha}) + \\ &+ \left[k_c \left(-\frac{1}{2} u_{1\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{1\beta} \right) \right] \left[k_c \left(-\frac{1}{2} i_{1\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{1\beta} \right) \right] + \\ &+ \left[k_c \left(-\frac{1}{2} u_{1\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{1\beta} \right) \right] \left[k_c \left(-\frac{1}{2} i_{1\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{1\beta} \right) \right] = \\ &= k_c^2 \left(\frac{3}{2} u_{1\alpha} i_{1\alpha} + \frac{3}{2} u_{1\beta} i_{1\beta} \right). \end{aligned}$$

коэффициент должен иметь значение $k_c = \sqrt{2/3}$, при этом

$$u_{1a} i_{1a} + u_{1b} i_{1b} + u_{1c} i_{1c} = u_{1\alpha} i_{1\alpha} + u_{1\beta} i_{1\beta}.$$

В более общем случае $x_{1a} + x_{1b} + x_{1c} \neq 0$, и тогда приходится считаться с наличием переменных нулевой последовательности x_0 . В соответствии с [12] формулы прямого и обратного преобразо-

вания для этих условий имеют вид

$$\left. \begin{aligned} x_{1\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_{1a} - \frac{1}{2} x_{1b} - \frac{1}{2} x_{1c} \right); \\ x_{1\beta} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} x_{1b} - \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1c} \right); \\ x_{10} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} x_{1a} + \frac{\sqrt{2}}{2} x_{1b} + \frac{\sqrt{2}}{2} x_{1c} \right); \end{aligned} \right\} \quad (2.36)$$

$$\left. \begin{aligned} x_{1a} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(x_{1\alpha} + \frac{\sqrt{2}}{2} x_{10} \right); \\ x_{1b} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} x_{1\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1\beta} + \frac{\sqrt{2}}{2} x_{10} \right); \\ x_{1c} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(-\frac{1}{2} x_{1\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} x_{1\beta} + \frac{\sqrt{2}}{2} x_{10} \right). \end{aligned} \right\} \quad (2.37)$$

Практически необходимость использования формул преобразования (2.36) и (2.37) возникает при строгом анализе несимметричных режимов работы симметричной трехфазной машины. При этом следует иметь в виду, что токи нулевой последовательности не влияют на момент, развиваемый двигателем, поэтому в большинстве случаев влияние переменных нулевой последовательности на динамику электромеханических систем может не учитываться.

При необходимости установления количественной связи между переменными трехфазной машины и ее двухфазной модели в статических режимах достаточно воспользоваться одним уравнением из систем (2.34) или (2.36). Для этого необходимо изображающий вектор переменной $\bar{x}_1$ совместить с осью α модели и с совпадающей с ней осью a реальной машины, при этом $x_{1\beta}=0$ и связь между амплитудами переменных определяется первыми уравнениями систем (2.34) и (2.35):

$$x_{1\max(2\phi)} = \frac{3}{2} k_c x_{1\max(3\phi)}; \quad x_{1\max(3\phi)} = k_c x_{1\max(2\phi)},$$

где $x_{1\max(2\phi)}$ и $x_{1\max(3\phi)}$ — амплитуды соответственно двухфазной модели и трехфазной реальной машины.

2.6. Структура и характеристики линеаризованного электромеханического преобразователя

Уравнения механической характеристики двигателя (2.25) с помощью выражений для потокоцеплений (2.20) можно представить в виде (здесь $p=d/dt$)

$$\begin{aligned} u_{1u} &= (R_1 + pL_1)i_{1u} + pL_{12}i_{2u} - L_{11}\omega_k i_{1v} - L_{12}\omega_k i_{2v}; \\ u_{1v} &= (R_1 + pL_1)i_{1v} + pL_{12}i_{2v} + L_{11}\omega_k i_{1u} + L_{12}\omega_k i_{2u}; \\ u_{2u} &= (R_2 + pL_2)i_{2u} + pL_{12}i_{1u} - L_{12}(\omega_k - \omega_{эл})i_{1v} - L_{22}(\omega_k - \omega_{эл})i_{2v}; \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$\begin{aligned} u_{2v} &= (R_2 + pL_2)i_{2v} + pL_{12}i_{1v} + L_{12}(\omega_k - \omega_{эл})i_{1u} + L_{22}(\omega_k - \omega_{эл})i_{2u}; \\ M &= p_n L_{12}(i_{1v}i_{2u} - i_{1u}i_{2v}). \end{aligned}$$

Уравнениям (2.38) соответствует структура преобразователя, представленная на рис.2.7. Здесь напряжения u_{1u} , u_{1v} , u_{2u} , u_{2v} есть преобразованные управляющие воздействия, связывающие двигатель с системой управления. Значение скорости ω вводится в структуру электромеханического преобразователя из структурной схемы механической части электропривода и отражает реальную электромеханическую связь, в результате которой развиваемый двигателем момент M зависит от условий движения механической части. Выходом структурной схемы преобразователя является электромагнитный момент M , который для механической части (см. гл. 1)

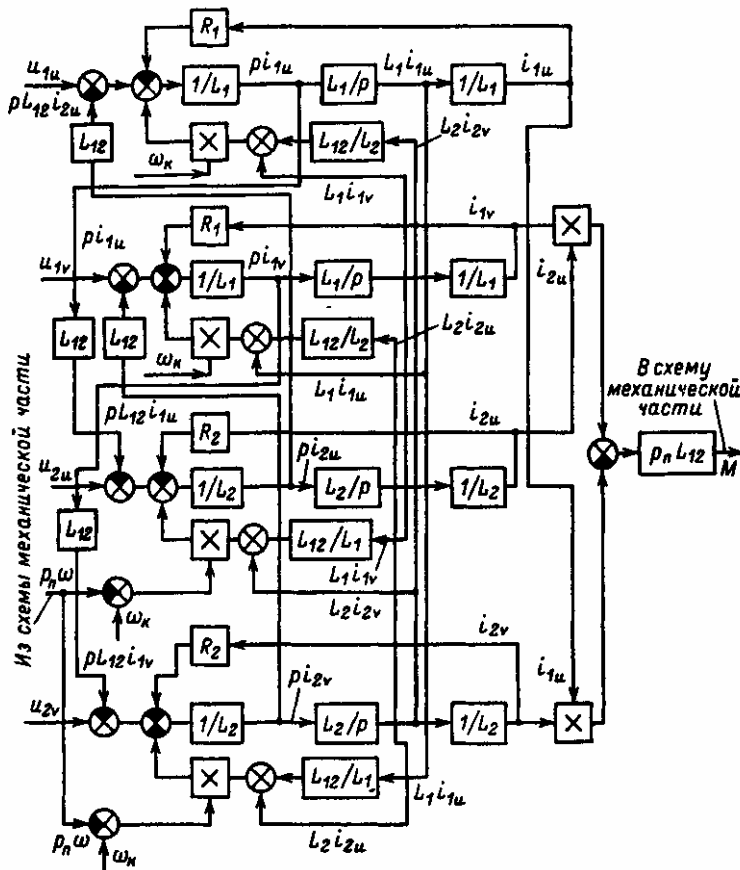


Рис 2.7 Структурная схема, соответствующая записи уравнений динамической механической характеристики в осях u, v

преобразователей и систем электропривода используется общий прием исследования нелинейных систем - линеаризация уравнений механической характеристики. С этой целью система уравнений преобразуется к одному нелинейному уравнению, связывающему момент и скорость машины в динамических процессах, и осуществляется разложение этого уравнения в ряд Тэйлора в окрестности точки статического равновесия. В результате преобразований линеаризованное уравнение механической характеристики приводится к виду

$$a(p)\omega(p) + b(p)M(p) = c(p)u(p), \quad (2.39)$$

где $\omega(p)$, $M(p)$, и $u(p)$ - изображения по Карсону механических переменных и управляющего воздействия; $a(p)$, $b(p)$, $c(p)$ - операторные коэффициенты при соответствующих переменных.

Для получения структурной схемы линеаризованного преобразователя, аналогичной исходной схеме рис.2.7, необходимо решить уравнение (2.39) относительно момента:

$$M(p) = \frac{c(p)}{b(p)} \left[u(p) - \frac{a(p)}{c(p)} \omega(p) \right]. \quad (2.40)$$

Уравнение (2.40) устанавливает аналитическую связь между электромагнитным моментом машины $M(p)$, угловой скоростью ротора $\omega(p)$ и управляющим воздействием $u(p)$.

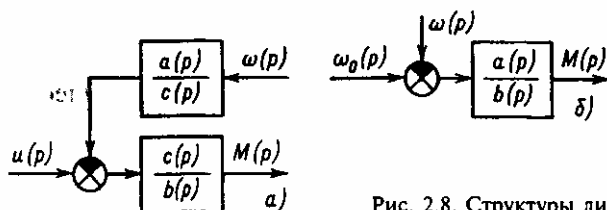


Рис. 2.8. Структуры линеаризованного ЭМП

характеристики (2.39), представлена на рис.2.8,а. Сравнивая рис.2.7 и 2.8,а, можно наглядно представить, в какой степени упрощается анализ динамических свойств преобразователя при линеаризации.

Если решить уравнение (2.39) относительно скорости можно установить, что при идеальном

представляет собой управляющее воздействие.

Анализ структуры на рис.2.7 показывает, что преобразование уравнений механической характеристики к осям u, v существенно упрощает математическое описание процессов электро-механического преобразования энергии, однако оно остается достаточно сложным в связи с нелинейностью основных связей. Нелинейности вида произведений переменных $\omega_{эл} \cdot i_i$ и $i_i \cdot i_j$ практически исключают возможность получения аналитических решений, удобных для изучения динамических свойств преобразователя. Поэтому уравнения (2.38) и их выражения через другие переменные используются при исследовании динамики электро-механических систем с помощью ЭВМ.

При изучении динамических свойств электро-механических

$$\omega(p) = \frac{c(p)}{a(p)} u(p) - \frac{b(p)}{a(p)} M(p),$$

Структура линеаризованного электро-механического преобразователя, соответствующая уравнению механической характеристики

холостом ходе двигателя, когда $M(p)=0$,

Известно, что скорость идеального холостого хода для машин постоянного тока определяется приложенным напряжением $u_d(p)$, а для машин переменного тока - частотой приложенной системы напряжений, которой пропорциональна угловая скорость поля. Поэтому в наиболее общем виде уравнение механической характеристики линеаризованного электромеханического преобразователя может быть представлено так:

$$\omega(p) = \omega_0(p) = \frac{c(p)}{a(p)} u(p). \quad (2.41)$$

$$M(p) = \frac{a(p)}{b(p)} [\omega_0(p) - \omega(p)]. \quad (2.42)$$

Уравнению (2.42) соответствует структурная схема рис.2.8,б. Эта структура показывает, что изменения скорости электропривода для электромеханического преобразователя являются возмущениями, определяющими изменения электромагнитного момента при данном управляющем воздействии. Передаточная функция электромеханического преобразователя по возмущению называется динамической жесткостью механической характеристики:

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -a(p)/b(p). \quad (2.43)$$

Динамическая жесткость механической характеристики (2.43) позволяет анализировать реакцию электромеханического преобразователя на изменения скорости во всех режимах работы на основе частотного метода теории автоматического управления. Уравнение АФХ динамической жесткости

$$\beta_{\text{дин}}(j\Omega) = -a(j\Omega)/b(j\Omega). \quad (2.44)$$

определяет зависимость модуля динамической жесткости от частоты колебаний Ω

$$|\beta_{\text{дин}}(j\Omega)| = \frac{\Delta M_{\text{max}}}{\Delta \omega_{\text{max}}}(\Omega) \quad (2.45)$$

и сдвиг по фазе между колебаниями момента и скорости $\psi_{\beta}(\Omega)$. Статическому режиму работы ($p=0$) электромеханического преобразователя соответствует модуль статической жесткости

$$\beta = |\beta_{\text{дин}}(0)| = \Delta M / \Delta \omega = a(0)/b(0), \quad (2.46)$$

а фаза $\psi_{\beta}(0)=-\pi$. В этом можно убедиться, записав (2.42) для статического режима ($p=0$):

$$M = \frac{a(0)}{b(0)} (\omega_0 - \omega). \quad (2.47)$$

Продифференцировав (2.47) по скорости, получим

$$\beta_{\text{ст}} = dM/d\omega = -a(0)/b(0) = -\beta. \quad (2.48)$$

Модуль статической жесткости механических характеристик электропривода β показывает, как изменяется момент двигателя при изменениях скорости, обусловленных изменениями статической нагрузки в механической части электропривода. В теории электропривода этот показатель имеет весьма важное значение, так как требования к жесткости механических характеристик в различных режимах работы определяются технологическими требованиями к электроприводу со стороны приводимой в движение машины. Частотные характеристики динамической жесткости (2.43) позволяют оценивать, в какой полосе частот для анализа режимов работы электропривода можно пользоваться статическими механическими характеристиками. Кроме того, они характеризуют точность поддержания установленных значений скорости или момента в динамических процессах работы электропривода.

Механические статические характеристики и частотные характеристики динамической жесткости в дальнейшем изложении используются в качестве основного инструмента для анализа электромеханических свойств различных двигателей и систем электропривода.

2.7. Режимы преобразования энергии и ограничения, накладываемые на их протекание

Режимы работы электромеханического преобразователя, возможные с точки зрения направления потоков энергии, представлены на рис.2.9.

Процессам преобразования электрической энергии в механическую, т. е. двигательному режиму преобразователя, соответствуют направления потоков мощности, показанные на рис.2.9,а. При этом поступающая из сети электрическая мощность P_c в основном преобразуется в механическую $P_{мех}$ и частично теряется в виде теплоты в активных сопротивлениях и стали машины.

Электрическая машина обратима, поэтому, если подвести к ее валу механическую мощность $P_{мех}$, она может работать генератором электрической энергии параллельно с сетью, отдавая в сеть мощность $-P_c$. При этом часть поступающей в машину механической мощности также теряется в виде тепловых потерь ΔP_T (рис.2.9,б). Этот тормозной режим работы двигателя параллельно с сетью иногда называют режимом рекуперативного торможения.

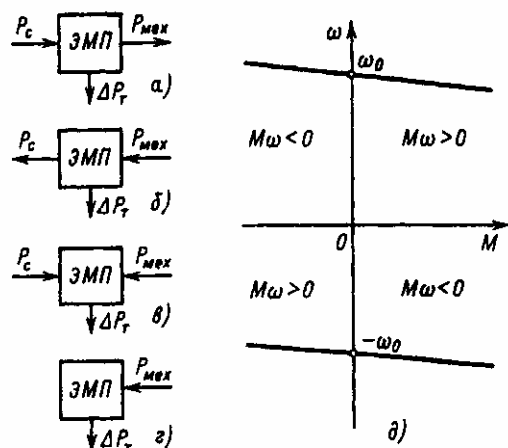


Рис 2.9 Основные режимы преобразования энергии

На рис.2.9,в показан режим работы преобразователя, при котором машина потребляет мощность как из сети, так и с вала, причем вся поступающая в машину энергия преобразуется в теплоту. Такой режим работы называется генераторным режимом последовательно с сетью или режимом торможения противовключением.

Режим работы двигателя автономным генератором (не связанным с сетью) представлен

схемой на рис.2.9,г. В этом режиме, называемом режимом динамического торможения, подводимая к валу механическая мощность преобразуется в электрическую и затем выделяется в виде теплоты в сопротивлениях силовых цепей и стали машины.

На рис.2.9,д показаны статические механические характеристики двигателя, соответствующие двум направлениям вращения его ротора. В первом и третьем квадрантах механическая мощность $P_{мех} = M \cdot \omega$ положительна - эти квадранты соответствуют двигательным режимам работы электромеханического преобразователя. Во втором и четвертом квадрантах мощность $P_{мех}$ отрицательна, эти квадранты определяют область тормозных режимов работы преобразователя.

Процессы электромеханического преобразования энергии сопровождаются неизбежными потерями энергии в активных сопротивлениях обмоток машин, в стали магнитопроводов, а также механическими потерями. Энергия потерь выделяется в виде теплоты в соответствующих элементах двигателя и вызывает его нагревание. Известно, что потери энергии в двигателе можно представить в виде суммы постоянных и переменных потерь. Постоянные потери ΔP_c от момента, развиваемого двигателем и соответственно от токов, протекающих по его силовым обмоткам, практически не зависят. Переменные потери ΔP_v представляют собой потери в активных сопротивлениях силовых цепей, которые пропорциональны квадрату тока I протекающего по этим сопротивлениям. Следовательно,

$$\Delta P = \Delta P_c + \Delta P_v = \Delta P_c + k I^2. \quad (2.49)$$

Увеличение количества полезной энергии, вырабатываемой двигателем в единицу времени, влечет за собой увеличение потребляемого из сети тока и соответствующее возрастание переменных и суммарных потерь. Поэтому при возрастании полезной нагрузки двигателя увеличивается количество теплоты, выделяемое в его массе в единицу времени, что вызывает повышение температуры его частей. Чем больше вырабатываемая двигателем полезная мощность, тем больше температура, до которой нагреваются его детали в процессе работы. Максимально допустимая температура двигателя ограничивается максимально допустимой температурой его элемента, наиболее чувствительного к превышению температуры. До настоящего времени таким элементом является изоляция обмоток, для которой допустимая температура ниже, чем для дру-

гих частей машины, а превышение допустимой температуры вызывает резкое ускорение старения изоляции. Изложенные положения определяют важнейшее ограничение, накладываемое на процессы электромеханического преобразования энергии, - ограничение по нагреву двигателя. Полезная мощность, развиваемая двигателем, потребляемый из сети ток, электромагнитный момент двигателя не должны достигать значений, при которых рабочая температура двигателя может превысить допустимую. Допустимая по нагреву нагрузка двигателя называется его номинальной нагрузкой и указывается в паспортных и каталожных данных. Таким образом, номинальная нагрузка - это такая нагрузка двигателя, при которой двигатель, работая в номинальном режиме (продолжительном, повторно-кратковременном или др., см. гл. 5), нагревается до допустимой температуры. К числу номинальных данных двигателя относятся номинальная мощность на валу $P_{\text{ном}}$, номинальный ток $I_{\text{ном}}$, номинальные напряжения питания обмоток $U_{\text{ном}}$ и частота $f_{\text{ном}}$, номинальная скорость $\omega_{\text{ном}}$ (обычно указывается частота вращения n , об/мин). Для двигателей переменного тока в число номинальных данных включаются КПД $\eta_{\text{ном}}$ и коэффициент мощности $\cos \phi_{\text{ном}}$. Для двигателей постоянного тока номинальный КПД определяется:

$$\eta_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}} 100\%.$$

Вследствие тепловой инерции кратковременные перегрузки, например, в процессе пуска при достаточно малой продолжительности, не могут вызвать заметного изменения температуры частей двигателя. Поэтому ограничения, накладываемые нагревом, не исключают возможности кратковременного превышения номинальной нагрузки двигателя, допустимое значение которого определяется так называемой перегрузочной способностью двигателя:

$$\lambda = M_{\text{доп}} / M_{\text{ном}}; \quad \lambda_I = I_{\text{доп}} / I_{\text{ном}},$$

где $M_{\text{доп}}$, $I_{\text{доп}}$ - максимально допустимый момент и ток двигателя при кратковременной перегрузке.

Перегрузочная способность двигателя ограничивается различными причинами. Для двигателей постоянного тока это ограничение является наиболее жестким, так как связано с условиями коммутации тока якоря коллектором. Известно, что перегрузка этой машины по току приводит к возрастанию искрения под щетками. При недопустимо большом токе искрение достигает опасных размеров, при которых возможно перекрытие коллектора дугой, - так называемый круговой огонь на коллекторе, который обычно выводит машину из строя. Наибольшее значение тока, при котором обеспечивается удовлетворительная коммутация, и ограничивает предельно допустимое значение момента двигателя $M_{\text{доп}}$.

Условия коммутации тока на коллекторе машин постоянного тока накладывают дополнительное ограничение на режимы преобразования энергии в машинах постоянного тока. Искрение на коллекторе зависит не только от тока якоря, но и от скорости его изменения во времени, так как при быстрых изменениях тока имеет место отставание потока дополнительных полюсов от тока якоря вследствие электромагнитной инерции и наличия вихревых токов. Поэтому при работе машины постоянного тока должно выполняться условие $di_{\text{я}}/dt < (di/dt)_{\text{доп}}$, где $(di_{\text{я}}/dt)_{\text{доп}}$ - максимально допустимая по условиям коммутации скорость изменения тока якоря. Соответственно должна быть ограничена и максимальная скорость изменения момента двигателя.

Для бесколлекторных машин переменного тока допустимы значительно большие перегрузки по току силовых цепей, чем для машин с коллекторами. При этом значения $M_{\text{доп}}$ обычно ограничиваются наибольшим моментом, который машина способна развить при номинальном напряжении сети и номинальном возбуждении, если таковое имеется. Обычно при оценке $M_{\text{доп}}$ следует учитывать допустимое по нормам снижение напряжения сети относительно его номинального значения.

2.8. Контрольные вопросы к гл. 2

1. Каковы физические причины электромеханической связи в системе электропривода?
2. Запишите уравнения электромеханической характеристики двигателя для явнополюсной синхронной машины в осях d , q .
3. Какую частоту имеют токи статора и ротора обобщенной машины в осях x , y ?

4. Известны токи двух фаз статора трехфазного двигателя $i_{1a}=I_{1\max}\cdot\sin(\omega_{0\text{эл}}\cdot t)$ и $i_{1b}=I_{1\max}\cdot\sin(\omega_{0\text{эл}}\cdot t+120^\circ)$. Определите токи $I_{1\alpha}$ и $I_{1\beta}$ двухфазной модели.

5. Дайте определение динамической жесткости механической характеристики электромеханического преобразователя. Какое свойство электропривода характеризует динамическая жесткость?

Глава третья

Электромеханические свойства двигателей

3.1. Общие сведения

Наиболее широкое применение в электроприводе промышленных установок находят двигатели постоянного тока с независимым, смешанным и последовательным возбуждением, а также асинхронные и синхронные двигатели переменного тока.

Двигатели постоянного тока используются в электроприводе механизмов, требующих по технологическим условиям регулирования скорости. При этом двигатели со смешанным и последовательным возбуждением, как правило, применяются в разомкнутых системах электропривода. Двигатели с независимым возбуждением в настоящее время являются основой замкнутых систем регулируемого электропривода и наиболее широко используются в массовых тиристорных электроприводах постоянного тока.

Асинхронные короткозамкнутые и синхронные двигатели имеют основное применение в массовых нерегулируемых электроприводах. Благодаря конструктивной простоте и меньшей металлоемкости подавляющее число нерегулируемых электроприводов малой и средней мощности выполняется на базе асинхронных короткозамкнутых двигателей. В нерегулируемых электроприводах средней и особенно большой мощности применяются синхронные двигатели, которые рассчитываются на работу с опережающим $\cos \phi$ и могут служить источником реактивной мощности для питающихся от той же сети асинхронных двигателей и тиристорных электроприводов постоянного тока. Асинхронные двигатели с фазным ротором применяются в электроприводах механизмов, требующих регулирования скорости, либо при необходимости ограничения пусковых токов, потребляемых из сети электроприводом. Проектирование, наладка и эксплуатация электроприводов требуют глубоких знаний свойств электрических машин с позиций их использования в электроприводе. Поэтому задачей данной главы является закрепление и развитие представлений об общих физических свойствах двигателей, полученных в курсе электрических машин, и изучение их особенностей и характеристик как объектов управления в системах электропривода. В соответствии со схемой рис.В.2 здесь изучаются свойства идеализированных электромеханических преобразователей, вырабатывающих электромагнитный момент M при скорости ω , определяемой движением механической части и рассматриваемой как независимая механическая координата. Влияние момента инерции ротора двигателя $J_{\text{дв}}$ и момента механических потерь на валу ΔM , входящих в соответствии с рис.В. 2 в механическую часть электропривода, на движение электропривода уже было рассмотрено в гл. 1.

В результате изучения материалов данной главы студенты должны знать и уметь использовать в практических целях математическое описание динамических процессов преобразования энергии в различных двигателях, их статические характеристики, оценки влияния различных параметров, структурные схемы и частотные характеристики электромеханических преобразователей различного типа.

Необходимо научиться правильно оценивать влияние электромагнитной инерции на процессы преобразования энергии, уметь определять границы, в которых для оценки динамических свойств двигателей можно пользоваться их статическими характеристиками. Следует обратить внимание на количественные оценки электромагнитной инерционности двигателей постоянного и переменного тока с учетом насыщения магнитной цепи машины. Сравнительные оценки быстродействия электромеханического преобразователя с независимым возбуждением по каналам управления якорной цепью и цепью возбуждения, а также асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источников напряжения и тока имеют важное практическое значение.

Для облегчения понимания и усвоения материала перед изучением данной главы необходимо повторить ряд основополагающих вопросов из курса электрических машин. К их числу относятся устройство машин постоянного и переменного тока и назначение их основных элементов, статические механические характеристики, понятие реакции якоря и условий коммутации токов на коллекторе машины постоянного тока, представления о магнитном поле машины при холостом ходе и под нагрузкой и об основных его характеристиках. Полезно запомнить ряд основных соотношений, таких, как выражения ЭДС вращения и электромагнитного момента машины, схемы замещения и векторные диаграммы машин переменного тока, частотные характеристики

апериодического звена, изученные в курсе теории автоматического управления.

Изучение свойств электромеханических преобразователей осуществляется на основе анализа статических и динамических механических характеристик, определяющих зависимость электромагнитного момента двигателя от напряжения или частоты, скорости ротора и параметров электрических цепей. Для правильного понимания режимов преобразования энергии необходимо использовать знания, полученные в главе «Механика электропривода». В частности, в соответствии с основным уравнением движения (1.42) в статических режимах работы при $M_c = \text{const}$ электромагнитный момент машины равен моменту нагрузки электропривода $M = M_c$. Следовательно, в статических режимах работы механическую характеристику двигателя можно рассматривать как зависимость скорости электропривода от момента статической нагрузки его механической части. В динамических режимах $M \neq M_c$, поэтому подобная интерпретация смысла механической характеристики недопустима.

В процессе изучения материалов данной главы необходимо научиться рассчитывать параметры двигателей и их статические характеристики, а также составлять структурные схемы электромеханических преобразователей. Эти навыки должны быть получены на практических занятиях и при выполнении курсовой работы. Необходимые рекомендации, расчетные соотношения и методы изложены в примерах.

3.2. Математическое описание процессов преобразования энергии в двигателе постоянного тока с независимым возбуждением

Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением имеет обмотку якоря и обмотку возбуждения, которые в общем случае получают питание от независимых источников постоянного тока. Необходимым условием непрерывного процесса электромеханического преобразования энергии является протекание переменных токов хотя бы по части обмоток машины. Выполнение этого условия в машине постоянного тока обеспечивается работой коллектора, коммутирующего постоянный ток, поступающий в якорную обмотку со стороны источника питания, с частотой $\omega_{эл}$, равной электрической скорости ротора. Таким образом, с точки зрения внутренних процессов двигатель постоянного тока является машиной переменного тока и уравнения, описывающие его механическую характеристику, являются частным случаем обобщенного математического описания процессов электромеханического преобразования энергии, полученного в гл. 2.

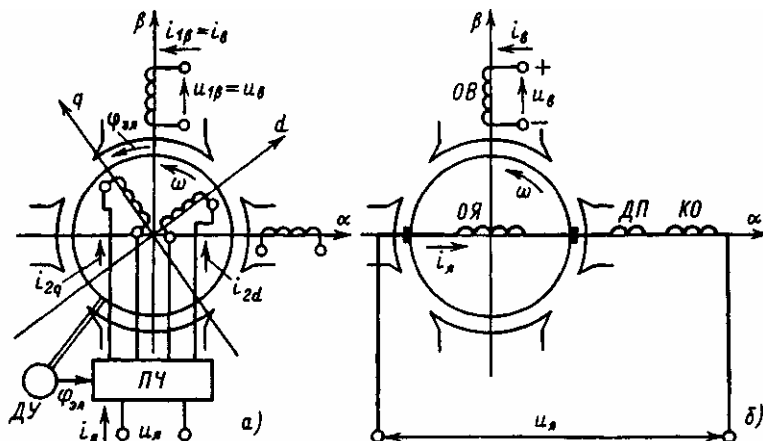


Рис 3.1 Двухфазная модель двигателя постоянного тока

Модели двигателя постоянного тока соответствует включение обмоток двухфазной обобщенной машины по схеме, показанной на рис.3.1,а. Здесь обмотка статора по оси β включена на постоянное напряжение U_b , а обмотка по оси α пока не используется. Обмотки фаз 2d и 2q ротора питаются переменными токами i_{2d} и i_{2q} от преобразователя частоты ПЧ, осуществляющего коммутацию токов i_{2d} и i_{2q} в функции угла поворота ротора $\phi_{эл}$ с частотой $\omega_{эл}$. Если в качестве ПЧ используется механический коммутатор - коллектор машины, то схема на рис.3.1,а представляет собой модель двигателя постоянного тока. В случае когда в качестве ПЧ используется вентильный преобразователь частоты, коммутируемый датчиком углового положения ротора ДУ, эта же схема является схемой модели вентильного двигателя. Поэтому анализ электромеханических свойств двигателей постоянного тока в пределах допущений, лежащих в основе об-

щей модели, справедлив и для вентильного двигателя на базе синхронной машины, получающего питание от мощной сети постоянного тока. В рассматриваемой модели МДС статора создается постоянным током возбуждения $i_b = i_{1\beta}$ поэтому она ориентирована по оси β и неподвижна в пространстве. Соответственно и МДС ротора при вращении ротора со скоростью ω должна быть неподвижна относительно статора, а это возможно при условии, что МДС ротора вращается относительно ротора против его вращения со скоростью $-\omega$. Для выполнения данного условия необходимо, чтобы обмотки фаз ротора обтекались переменными токами i_{2d} и i_{2q} , изменяющимися с частотой $\omega_{эл}$ по закону

$$i_{2d} = i_a \cos \omega_{эл} t; \quad i_{2q} = -i_a \sin \omega_{эл} t.$$

Магнитодвижущая сила ротора в этом случае будет вращаться относительно ротора со скоростью $-\omega$ в соответствии с выбранным чередованием фаз, оставаясь неподвижной относительно статора.

Так как поле неподвижно относительно статора, для получения математического описания динамических процессов преобразования энергии в двигателе постоянного тока целесообразно использовать преобразование $\alpha, \beta, d, q \rightarrow \alpha, \beta$ ($\omega_k=0$). Осуществим с помощью формул (2.16) преобразование токов i_{2d} и i_{2q} к осям α, β :

$$i_{2\alpha} = i_a \cos^2 \omega_{эл} t + i_a \sin^2 \omega_{эл} t = i_a;$$

$$i_{2\beta} = i_a \cos \omega_{эл} t \sin \omega_{эл} t - i_a \sin \omega_{эл} t \cos \omega_{эл} t = 0.$$

Следовательно, в осях α, β действительным переменным токам обмотки ротора эквивалентна одна якорная обмотка, обтекаемая постоянным током i_a и создающая поле, неподвижное в пространстве и направленное по оси α , совпадающей с осью щеток двигателя. В реальной машине по оси щеток направлены также МДС обмоток дополнительных полюсов ДП и компенсационной обмотки КО, с учетом которых схема модели двигателя постоянного тока с независимым возбуждением в осях α, β представлена на рис.3.1,б.

Для получения уравнений динамической механической характеристики двигателя постоянного тока можно непосредственно воспользоваться преобразованными уравнениями обобщенной машины в осях α, β :

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= i_{1\alpha} R_1 + d\Psi_{1\alpha}/dt; \\ u_{1\beta} &= i_{1\beta} R_1 + d\Psi_{1\beta}/dt; \\ u_{2\alpha} &= i_{2\alpha} R_2 + d\Psi_{2\alpha}/dt + \omega_{эл} \Psi_{2\beta}; \\ u_{2\beta} &= i_{2\beta} R_2 + d\Psi_{2\beta}/dt - \omega_{эл} \Psi_{2\alpha}; \\ M &= p_n L_{12} (i_{1\beta} i_{2\alpha} - i_{1\alpha} i_{2\beta}). \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

В соответствии с рис.3.1,б в (3.1) можно принять

$$u_{1\alpha} = 0; \quad u_{1\beta} = u_b; \quad i_{1\alpha} = 0; \quad i_{1\beta} = i_b; \quad i_{2\alpha} = i_a; \quad i_{2\beta} = 0;$$

$$u_{2\alpha} = u_a; \quad u_{2\beta} = 0; \quad R_1 = R_b; \quad R_2 = R_a.$$

Показанные на рис.3.1,б обмотки машины, расположенные на статоре по оси α , непосредственно в процессе электромеханического преобразования энергии не участвуют. Обмотка ДП обтекается током якоря и обеспечивает вблизи оси щеток α , т. е. в зоне, где осуществляется коммутация тока в проводниках обмотки якоря, магнитное поле такого направления и значения, при котором процессы коммутации протекают наиболее благоприятно. Компенсационная обмотка КО является распределенной обмоткой, закладываемой в пазы на главных полюсах аналогично якорной обмотке. Вследствие протекания по ней тока якорной цепи она создает МДС, компенсирующую МДС реакции якоря по поперечной оси α . В машинах без компенсационной обмотки эта реакция якоря искажает форму поля под главными полюсами и в связи с насыщением магнитопровода создает размагничивающую продольную составляющую. Благодаря действию КО влияние поперечной реакции якоря на поле главных полюсов существенно уменьшается. С учетом сказанного можно выразить потокосцепление обмоток через токи:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1\beta} &= L_{1\beta} i_{1\beta} + L_{12} i_{2\beta} = L_{\Sigma} i_{\beta}; \\ \Psi_{2\alpha} &= L_{12} i_{1\alpha} + L_{2\alpha} i_{2\alpha} = L_{\Sigma} i_{\alpha}; \\ \Psi_{2\beta} &= L_{12} i_{1\beta} + L_{2\beta} i_{2\beta} = L_{12} i_{\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Здесь L - полная индуктивность обмотки возбуждения, а L_{Σ} - суммарная индуктивность рассеяния обмоток ЯО, ДП и КО, так как основная МДС обмотки ЯО по оси a компенсируется МДС компенсационной обмотки. Соответственно сопротивление R_{Σ} включает в себя все сопротивления обмоток якорной цепи двигателя. С учетом введенных обозначений и (3.2) система уравнений (3.1) запишется в виде

$$\left. \begin{aligned} u_{\beta} &= i_{\beta} R_{\Sigma} + L_{\Sigma} di_{\beta}/dt; \\ u_{\alpha} &= i_{\alpha} R_{\Sigma} + L_{\Sigma} di_{\alpha}/dt + \omega_{\text{эл}} L_{12} i_{\beta}; \\ M &= p_n L_{12} i_{\beta} i_{\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

Нетрудно видеть, что первые два уравнения полученной системы представляют собой уравнения Кирхгофа для цепей возбуждения и якоря машины, причем последний член уравнения для цепи якоря есть ЭДС двигателя:

$$e = \omega_{\text{эл}} L_{12} i_{\beta} = p_n L_{12} i_{\beta} \omega = k \Phi \omega, \quad (3.4)$$

где $k = p_n \cdot N/2 \cdot \pi \cdot a$ - конструктивный коэффициент; N - число активных проводников; a - число параллельных ветвей якорной обмотки.

Момент в (3.3) с учетом (3.4) определяется соотношением

$$M = p_n L_{12} i_{\beta} i_{\alpha} = k \Phi i_{\alpha}. \quad (3.5)$$

Следовательно, для записи уравнений механической характеристики двигателя постоянного тока можно, как это принято, непосредственно использовать схему его цепей на постоянном токе, приведенную на рис.3.2. На этой схеме и в дальнейшем изложении вспомогательные обмотки ДП и КО не показываются, а их сопротивления и индуктивности рассеяния учитываются в R_{Σ} и L_{Σ} . Получение уравнений (3.3) из уравнений обобщенной машины, выполненное здесь, имеет целью показать универсальные возможности методики описания динамических процессов преобразования энергии, изложенной в гл. 2.

С учетом (3.4) и (3.5) систему (3.3) можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} u_{\beta} &= i_{\beta} R_{\Sigma} + L_{\Sigma} di_{\beta}/dt; \\ u_{\alpha} &= i_{\alpha} R_{\Sigma} + L_{\Sigma} di_{\alpha}/dt + k \Phi \omega; \\ M &= k \Phi i_{\alpha}. \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

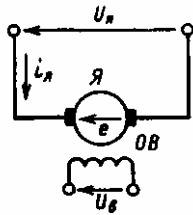


Рис. 3.2. Естественная схема включения двигателя с независимым возбуждением

Математическое описание механической характеристики двигателя постоянного тока (3.6) при переменном потоке нелинейно в связи с тем, что ЭДС двигателя e и электромагнитный момент M пропорциональны произведениям потока соответственно на скорость и ток якоря. Во многих случаях двигатель с независимым возбуждением работает при постоянном потоке $\Phi = \text{const}$, при этом уравнения механической характеристики линейризуются и после преобразований математическое описание динамических процессов преобразования энергии в двигателе с независимым возбуждением представляется в виде следующего уравнения механической характеристики:

$$\omega = \frac{u_{\alpha}}{k \Phi} - \frac{R_{\Sigma}}{k^2 \Phi^2} M - \frac{L_{\Sigma}}{k^2 \Phi^2} \frac{dM}{dt}. \quad (3.7)$$

Подстановка $M = k \Phi i_{\alpha}$ в (3.7) дает уравнение электромеханической характеристики:

$$\omega = \frac{u_{\alpha}}{k \Phi} - \frac{R_{\Sigma}}{k \Phi} i_{\alpha} - \frac{L_{\Sigma}}{k \Phi} \frac{di_{\alpha}}{dt}. \quad (3.8)$$

Как частный результат полученного математического описания могут быть определены уравнения статических электромеханической и механической характеристик двигателя. При постоянном потоке уравнения этих характеристик с помощью (3.7) и (3.8) при $dM/dt = di_{\alpha}/dt = 0$ записываются в виде

$$\omega = \frac{U_{\text{я}}}{k\Phi} - \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{k\Phi} I_{\text{я}}; \quad (3.9)$$

$$\omega = \frac{U_{\text{я}}}{k\Phi} - \frac{R_{\text{я}\Sigma}}{k^2\Phi^2} M. \quad (3.10)$$

Рассматривая полученные уравнения, можно заключить, что при $\Phi = \text{const}$ электромеханическая и механическая характеристики двигателя с независимым возбуждением линейны. Поэтому положение каждой характеристики может быть охарактеризовано двумя точками: точкой идеального холостого хода, в которой $I = 0$; $M = 0$, и точкой короткого замыкания, в которой $\omega = 0$. В соответствии с (3.9) и (3.10) первой из них соответствует скорость идеального холостого хода:

$$\omega_0 = U_{\text{я}}/k\Phi. \quad (3.11)$$

Второй соответствуют момент $M_{\text{кз}}$ и ток $I_{\text{кз}}$ короткого замыкания. Их можно определить, решив (3.9) и (3.10) относительно тока и момента:

$$I_{\text{я}} = \frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}\Sigma}} - \frac{k\Phi}{R_{\text{я}\Sigma}} \omega; \quad (3.12)$$

$$M = k\Phi \frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}\Sigma}} - \frac{k^2\Phi^2}{R_{\text{я}\Sigma}} \omega. \quad (3.13)$$

Положим в этих уравнениях $\omega = 0$, получим

$$I_{\text{к.з}} = \frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}\Sigma}}; \quad M_{\text{к.з}} = k\Phi \frac{U_{\text{я}}}{R_{\text{я}\Sigma}} = k\Phi I_{\text{к.з}}. \quad (3.14)$$

Важным показателем электромеханических свойств двигателя является модуль статической жесткости механической характеристики $\beta_{\text{ст}}$. Зависимость $\beta_{\text{ст}}$ от параметров двигателя получим, продифференцировав в соответствии с (2.48) уравнение (3.13) по скорости:

$$\beta_{\text{ст}} = dM/d\omega = -k^2\Phi^2/R_{\text{я}\Sigma}. \quad (3.15)$$

Следовательно, модуль статической жесткости определяется соотношением

$$\beta = k^2\Phi^2/R_{\text{я}\Sigma}. \quad (3.16)$$

С помощью (3.11) и (3.16) уравнение статической механической характеристики двигателя с независимым возбуждением может быть записано в следующих формах:

$$M = M_{\text{кз}} - \beta\omega, \quad (3.19)$$

$$M = \beta(\omega_0 - \omega); \quad (3.17)$$

$$\omega = \omega_0 - M/\beta; \quad (3.18)$$

где $M_{\text{кз}} = \beta \cdot \omega_0$.

Уравнение электромеханической характеристики с учетом (3.11) и (3.14) может иметь следующие формы записи:

$$\omega = \omega_0 - \frac{R_{\text{я}}}{k\Phi} I_{\text{я}}; \quad (3.20)$$

$$I_{\text{я}} = I_{\text{кз}} - \frac{k\Phi}{R_{\text{я}\Sigma}} \omega. \quad (3.21)$$

3.3. Естественные характеристики двигателя с независимым возбуждением

Электрический двигатель проектируется и изготавливается для определенного расчетного режима, называемого номинальным режимом работы (см. гл. 5). Этот режим реализуется в есте-

ственной схеме включения, которая для двигателя с независимым возбуждением приведена на рис.3.2. Она соответствует отсутствию добавочных сопротивлений в якорной цепи и номинальным значениям напряжения $U_{\text{я}}=U_{\text{ном}}$ и потока $\Phi=\Phi_{\text{ном}}$. Электромеханическая и механическая статические характеристики двигателя, соответствующие этим условиям работы, называются естественными характеристиками:

$$\omega = \omega_{0\text{ном}} - (R_{\Sigma}/c) I_{\text{я}}; \quad (3.22)$$

$$\omega = \omega_{0\text{ном}} - M/\beta_e, \quad (3.23)$$

где $\omega_{0\text{ном}}$ - скорость идеального холостого хода при работе на естественной характеристике; β_e - модуль статической жесткости естественной механической характеристики; c - коэффициент ЭДС и момента при номинальном потоке.

Естественная механическая характеристика двигателя дает основные представления об электромеханических свойствах двигателя. Она определяет его рабочую - номинальную - скорость и показывает, как изменяется скорость электропривода при изменениях нагрузки в статических режимах работы. Чем выше модуль жесткости естественной характеристики β_e , тем более стабильна скорость электропривода при широких пределах изменения его нагрузки, и напротив, при малой жесткости механической характеристики изменения рабочей скорости механизма при изменениях нагрузки могут быть значительными.

Другой оценкой стабильности рабочей скорости электропривода при различных нагрузках является статизм механической характеристики двигателя. Количественной оценкой статизма может служить номинальный перепад скорости $\Delta\omega_{\text{ном}}=\omega_{0\text{ном}}-\omega_{\text{ном}}$, соответствующий изменению момента двигателя от $M=0$ до $M=M_{\text{ном}}$. Его значения связаны с модулем жесткости механической характеристики соотношением, определяемым из (3.18):

$$\Delta\omega_{\text{ном}} = M_{\text{ном}}/\beta_e. \quad (3.24)$$

Таким образом, статизм механической характеристики обратно пропорционален модулю ее жесткости. Для получения необходимых представлений о реальных жесткостях естественных механических характеристик различных двигателей с независимым возбуждением необходимо записать уравнение механической характеристики в относительных единицах.

В качестве базисных величин обычно принимаются $U_{\text{ном}}$, $I_{\text{ном}}$, $\Phi_{\text{ном}}$, $R_{\Sigma\text{ном}}=U_{\text{ном}}/I_{\text{ном}}$; $\omega_{0\text{ном}}$; $M_{\text{ном}}$ при этом уравнения (3.9) и (3.10) в относительных единицах имеют следующий вид:

$$\omega_* = \omega_{0*} - \frac{R_{\Sigma*}}{\Phi_*} I_{\text{я}*}; \quad (3.25)$$

$$\omega_* = \omega_{0*} - \frac{R_{\Sigma*}}{\Phi_*^2} M_*, \quad (3.26)$$

здесь $\omega_* = \omega/\omega_{0\text{ном}}$; $\omega_{0*} = \omega_0/\omega_{0\text{ном}}$; $R_{\Sigma*} = R_{\Sigma}/R_{\Sigma\text{ном}}$; $\Phi_* = \Phi/\Phi_{\text{ном}}$;
 $I_{\text{я}*} = I_{\text{я}}/I_{\text{ном}}$; $M_* = M/M_{\text{ном}}$.

Уравнения естественных электромеханической и механической характеристик в относительных единицах могут быть получены с помощью (3.25) и (3.26) при $\Phi_*=1$ и $\omega_{0*}=1$:

$$\omega_* = 1 - R_{\Sigma*} I_{\text{я}*}; \quad (3.27)$$

$$\omega_* = 1 - R_{\Sigma*} M_*. \quad (3.28)$$

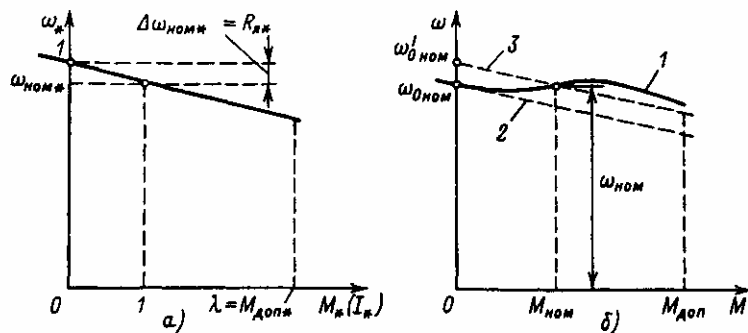


Рис. 3.3 Естественные характеристики компенсированных (а) и некомпенсированных (б) двигателей постоянного тока с независимым возбуждением

Так как при $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$ $M^* = I_{\text{я}}^*$, уравнения (3.27) и (3.28) идентичны и естественные электромеханическая и механическая характеристики в относительных единицах совпадают (рис.3.3,а). Номинальный перепад скорости на естественной характеристике $\Delta\omega_{\text{ном}}^*$ в относительных единицах, как это следует из (3.27), равен относительному сопротивлению якоря $R_{\text{я}}^*$. Относительный ток короткого замыкания обратно пропорционален $R_{\text{я}}^*$:

$$I_{\text{к.з}}^* = I_{\text{к.з}} / I_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} / R_{\text{я}} I_{\text{ном}} = 1 / R_{\text{я}}^* \quad (3.29)$$

Собственное сопротивление якорной цепи $R_{\text{я}} \ll R_{\text{ном}}$, поэтому ток короткого замыкания на естественной характеристике у двигателей средней и большой мощности превышает номинальный в 10-20 раз. Он значительно превосходит ток $I_{\text{я.доп}}$, допустимый по условиям коммутации, и лежит далеко за пределами показанного на рис.3.3,а рабочего участка естественной механической характеристики. Перегрузочная способность двигателей с независимым возбуждением нормального исполнения обычно лежит в пределах $\lambda = M_{\text{доп}} / M_{\text{ном}} = 2 \div 2,5$ и для компенсированных двигателей совпадает с кратностью допустимой по условиям коммутации перегрузки по току.

Благодаря малости относительного сопротивления якорной цепи номинальный перепад скорости на естественной характеристике для двигателей средней и большой мощности составляет несколько процентов скорости идеального холостого хода и уменьшается с возрастанием мощности двигателя. Соответственно жесткость механической характеристики при этом возрастает обратно пропорционально сопротивлению:

$$\beta_{\text{е}} = M_{\text{к.з.ном}} / \omega_0_{\text{ном}} = M_{\text{ном}} / \omega_0_{\text{ном}} R_{\text{я}}^*.$$

Относительный перепад скорости $\Delta\omega_{\text{ном}}$, для двигателей большой мощности весьма мал и лежит в пределах $\Delta\omega_{\text{ном}} = 0,015 \div 0,03$. Двигатели небольшой мощности имеют на порядок больший статизм естественной механической характеристики, причем форма их характеристик отличается от показанной на рис.3.3,а.

Уравнение (3.22) с достаточной точностью описывает механические характеристики двигателей с независимым возбуждением, имеющих компенсационную обмотку. Все двигатели малой мощности и значительная часть двигателей средней мощности не имеют компенсационной обмотки, поэтому для них уравнение (3.22) описывает механические характеристики приближенно.

Для некомпенсированных двигателей форма механической характеристики отклоняется от показанной на рис.3.3,а в связи с действием продольной составляющей поперечной реакции якоря. Эта составляющая при $U_{\text{в}} = \text{const}$ вызывает уменьшение потока двигателя Φ по мере роста тока якоря в нелинейной зависимости. Рассматривая уравнение механической характеристики (3.10), можно установить, что такое влияние реакции якоря подобно нелинейной положительной обратной связи по току, так как при увеличении тока якоря увеличивается расчетное значение скорости идеального холостого хода. При малых токах якоря действие реакции якоря проявляется слабо и $k\Phi = \text{const}$. В этой зоне, соответствующей $I_{\text{я}} < I_{\text{ном}}$, реальная естественная характеристика двигателя имеет примерно постоянную жесткость:

$$\beta_{\text{е0}} = k^2 \Phi_0^2 / R_{\text{я}\Sigma}, \quad (3.30)$$

где Φ_0 - поток двигателя в режиме идеального холостого хода.

В номинальном режиме работы ($I_{\text{я}}=I_{\text{ном}}$) реакция якоря может заметно снижать поток двигателя, поэтому обычно $\Phi_{\text{ном}}<\Phi_0$, а жесткость механической характеристики не определяется (3.16), так как существенное влияние на изменения скорости при изменениях тока и момента двигателя оказывают изменения ω_0 . Номинальный перепад скорости при этом меньше, чем у компенсированной машины того же типа, в связи с тем, что $\Phi_{\text{ном}}<\Phi_0$:

$$\Delta\omega_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{ном}}}{k\Phi_0} - \frac{U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}}R_{\text{я}}}{k\Phi_{\text{ном}}}. \quad (3.31)$$

Соотношение (3.31) можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{\text{ном}} &= \Delta\omega'_{\text{ном}} \left(\frac{1}{R_{\text{я*}}} - \frac{1}{R_{\text{я*}}} \frac{\Phi_0}{\Phi_{\text{ном}}} + \frac{\Phi_0}{\Phi_{\text{ном}}} \right) = \\ &= (\Delta\omega'_{\text{ном}}/R_{\text{я*}}) [1 - \Phi_0(1 - R_{\text{я*}})]. \end{aligned} \quad (3.32)$$

где $\Delta\omega'_{\text{ном}}=I_{\text{ном}}\cdot R_{\text{я}}/k\cdot\Phi_0$ - номинальный перепад скорости компенсированной машины. Если в (3.32) ввести номинальный перепад потока $\Phi'_{\text{ном}}$, то она примет вид

$$\Delta\omega_{\text{ном}} = \Delta\omega'_{\text{ном}} (\Phi_0 - \Delta\Phi_{\text{ном*}}/R_{\text{я*}}). \quad (3.33)$$

Формула (3.33) показывает, что реакция якоря уменьшает номинальный перепад скорости в тем большей степени, чем относительно меньше сопротивление якорной цепи.

В области перегрузок ($I_{\text{я}}>I_{\text{ном}}$) размагничивающее действие реакции якоря возрастает и увеличение первого члена в уравнении (3.9) может превышать возрастание его второго члена, обусловленного падением напряжения на $R_{\text{я}}$. Следовательно, в механической характеристике некомпенсированных двигателей могут быть участки, где $\beta_{\text{ст}}=dM/d\omega>0$. При дальнейшем увеличении тока якоря и момента двигателя определяющим вновь становится возрастание падения напряжения в цепи якоря и жесткость механической характеристики становится отрицательной.

Проведенный анализ позволяет представить форму реальной механической естественной характеристики некомпенсированных двигателей с независимым возбуждением, как показано на рис.3.3,б (кривая 7). Здесь же показана характеристика 2 компенсированной машины, у которой $\Phi_{\text{ном}}=\Phi_0$. Кроме того, характеристика 3 показывает, как располагается относительно реальной естественной характеристики характеристика, рассчитанная по (3.23) при реальном потоке $\Phi_{\text{ном}}<\Phi_0$, вычисленном по паспортным данным двигателя (см. пример 3.1).

Рассматривая рис.3.3,б, можно установить, что продольная составляющая поперечной реакции якоря неблагоприятно сказывается на форме естественной механической характеристики двигателя, искажая ее форму. Кроме того, реакция якоря неблагоприятно сказывается на перегрузочной способности двигателя. При токе, соответствующем допустимой по условиям коммутации перегрузке, поток двигателя вследствие наличия реакции якоря снижается на 10-20 %. Соответственно пропорциональность между током и моментом нарушается и перегрузочная способность некомпенсированных двигателей при прочих равных условиях ниже, чем у компенсированных.

Изменение потока главных полюсов машины из-за реакции якоря неблагоприятно сказывается и на динамических свойствах электропривода, поэтому в некомпенсированных двигателях мощностью до 100 кВт применяют так называемые стабилизирующие обмотки, размещаемые на главных полюсах машин. Эти обмотки включаются в цепь якоря последовательно и создают небольшую положительную МДС, компенсирующую действие реакции якоря. Такие двигатели предназначены для неререверсивного режима работы, так как при изменении направления вращения ток якоря в двигательном режиме имеет противоположное направление и стабилизирующая обмотка действует против МДС обмотки главных полюсов, усугубляя влияние реакции якоря.

Проведенный анализ естественных характеристик двигателя с независимым возбуждением свидетельствует о том, что его использование в разомкнутых системах электропривода, т. е. при питании от сети постоянного тока, целесообразно в тех случаях, когда для приводимого в движение механизма требуется работа при стабильной скорости, мало меняющейся при изменениях нагрузки. В замкнутых системах регулирования координат электропривода имеется возмож-

ность формировать требуемые для механизма механические характеристики, при этом естественные характеристики двигателя определяют исходные свойства электропривода, которые системой управления корректируются в требуемом направлении.

3.4. Искусственные статические характеристики и режимы работы двигателя с независимым возбуждением

Для управления работой двигателя производятся необходимые изменения параметров и воздействий, определяющих его механические и электромеханические характеристики. В соответствии с (3.9) и (3.10) такими параметрами и воздействиями являются суммарное сопротивление якорной цепи R_{Σ} , магнитный поток машины Φ , приложенное к якорной цепи напряжение U_{Σ} . Характеристики, соответствующие измененным параметрам двигателя или специальным схемам его включения, принято называть искусственными характеристиками двигателя.

Искусственные характеристики, полученные путем введения добавочных резисторов в цепь якоря, называются реостатными характеристиками двигателя. Схема включения резистора для получения реостатных характеристик представлена на рис.3.5,а. При этом суммарное сопротивление якорной цепи увеличивается:

$$R_{\Sigma} = R_{\text{я дв}} + R_{\text{доб}}.$$

Соответственно ограничивается ток короткого замыкания

$$I_{\text{кз}} = U_{\text{ном}} / (R_{\text{я дв}} + R_{\text{доб}})$$

и уменьшается модуль жесткости статической механической характеристики

$$\beta = k^2 \Phi_{\text{ном}}^2 / (R_{\text{я дв}} + R_{\text{доб}}) = c^2 / R_{\Sigma}$$

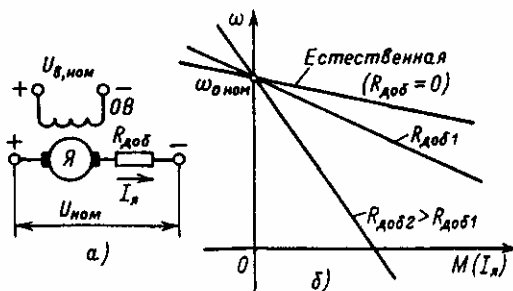


Рис 3.5 Схема (а) и реостатные характеристики двигателя с независимым возбуждением (б)

Скорость идеального холостого хода остается неизменной $\omega_0 = \omega_{0, \text{ном}}$, а между током и моментом, если не учитывать реакцию якоря, сохраняется пропорциональность $M = c \cdot I_a$, поэтому механические и электромеханические реостатные характеристики двигателя отличаются друг от друга только масштабом по оси абсцисс.

Семейство механических и электромеханических характеристик двигателя для ряда значений $R_{\text{доб}}$ представлено на рис.3.5,б. Введение резисторов в цепь якоря двигателя является простейшим средством ограничения тока при различных переходных процессах и используется для этой цели во всех случаях при питании двигателя от сети.

Как следует из (3.33), увеличение сопротивления якорной цепи R_{Σ} влечет за собой относительное снижение влияния реакции якоря на характеристики двигателя, поэтому при расчете реостатных характеристик влиянием реакции якоря можно пренебречь.

Изменение потока двигателя Φ в связи с насыщением его магнитной цепи в номинальном режиме практически возможно в сторону уменьшения потока - ослабления поля двигателя. Уменьшение потока вызывает увеличение скорости идеального холостого хода ω_0 и уменьшение момента короткого замыкания $M_{\text{кз}}$, а ток короткого замыкания при этом не претерпевает изменений. Соответственно модуль статической жесткости механической характеристики уменьшается пропорционально квадрату потока, о чем свидетельствует (3.16). Изложенным объясняется форма статических характеристик двигателя при различных потоках, построенных на рис.3.6 с помощью формул (3.9) и (3.10). При рассмотрении этих характеристик следует иметь в виду, что рабочий участок характеристик двигателя ограничивается его перегрузочной способностью и, как показано на рис.3.6 утолщенными отрезками характеристик, лежит вблизи скорости идеального холостого хода. Нетрудно видеть, что ослабление поля в пределах рабочих нагрузок приводит к увеличению скорости двигателя.

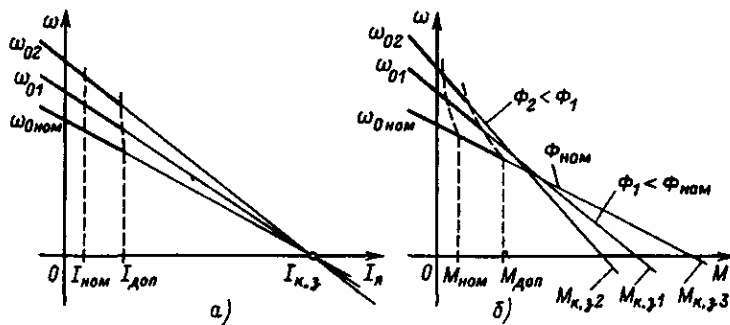


Рис. 3.6 Электромеханические (а) и механические (б) характеристики двигателя с независимым возбуждением при ослаблении поля

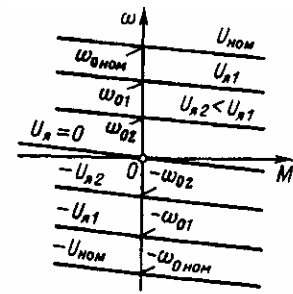


Рис. 3.7. Механические характеристики двигателя с независимым возбуждением при $U_{\text{я}} = \text{var}$

Изменение напряжения, подведенного к якору двигателя при номинальном потоке, является в регулируемом электроприводе постоянного тока основным управляющим воздействием. Как правило, изменение напряжения $U_{\text{я}}$ возможно только в сторону уменьшения по сравнению с номинальным, причем для мощных двигателей это ограничение является жестким, так как допустимое по условиям работы коллектора повышение напряжения невелико. Ряд двигателей краново-металлургических серий рассчитан на возможную работу с напряжением $U_{\text{я}} = 2U_{\text{ном}}$, однако это является исключением из общего правила. Как следует из (3.10), при изменении $U_{\text{я}}$ пропорционально изменяется скорость идеального холостого хода двигателя, а жесткость механических характеристик при любом уровне напряжения одинакова, поэтому механические характеристики при $U_{\text{я}} = \text{var}$ имеют вид параллельных прямых, показанных на рис.3.7. В отличие от ослабления поля изменение напряжения на якоре позволяет не только изменять скорость, но и ограничивать ток короткого замыкания. Плавное повышение напряжения на якоре от 0 до $U_{\text{ном}}$ обеспечивает наиболее благоприятные условия пуска двигателя.

В представленном на рис.3.7 семействе характеристик определенным своеобразием отличается характеристика, соответствующая $U_{\text{я}} = 0$. Так как энергия к якорной цепи от внешнего источника не подводится, эта характеристика проходит через начало координат и полностью располагается только во втором и четвертом (тормозных) квадрантах. При наличии активной нагрузки, приложенной к валу, якорь двигателя приводится во вращение за счет подведенной со стороны механизма механической мощности. Под действием возрастающей ЭДС двигателя в якорной цепи, замкнутой через источник питания накоротко, начинает протекать ток и машина развивает тормозной момент, противодействующий движущему моменту активной нагрузки. Это режим динамического торможения, в котором двигатель работает генератором на сопротивление якорной цепи. В общем случае, когда сеть имеет нерегулируемое напряжение, т. е. $U_{\text{с}} = U_{\text{ном}} = \text{const}$, для осуществления режима динамического торможения двигатель должен быть отключен от сети и его якорь замкнут на внешний резистор $R_{\text{доб}}$ (рис.3.8,а). Уравнения статических характеристик двигателя при динамическом торможении можно получить, положив в (3.9) и (3.10) $U_{\text{я}} = 0$:

$$\omega = -(R_{\text{я}\Sigma}/k\Phi)I_{\text{я}} = -(k\Phi/\beta)I_{\text{я}}; \quad (3.34)$$

$$\omega = -(R_{\text{я}\Sigma}/k^2\Phi^2)M = -M/\beta. \quad (3.35)$$

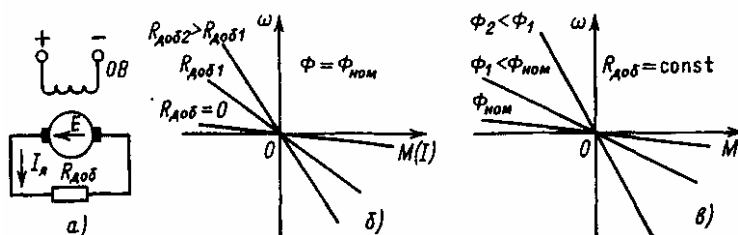


Рис.3.8. Схема включения (а) и хар-ки двигателя с независимым возбуждением (б, в)

Увеличение сопротивления якорной цепи $R_{я\Sigma}$ из-за введения добавочных сопротивлений $R_{доб}$ уменьшает жесткость механических характеристик в режиме динамического торможения так же, как и в двигательном режиме. Аналогично изменяется модуль жесткости механических характеристик динамического торможения и при ослаблении поля двигателя. Механические характеристики, соответствующие различным $R_{доб}$, представлены на рис.3.8,б, а при ослаблении поля - на рис.3.8,в. Электромеханические характеристики при введении сопротивлений отличаются от механических только масштабом по оси абсцисс, как это и отмечено на рис.3.8,б. При переменном потоке коэффициент пропорциональности между током и моментом для различных характеристик неодинаков, поэтому на рис.3.8,в представлены только механические характеристики, а подобные им по форме электромеханические не показаны.

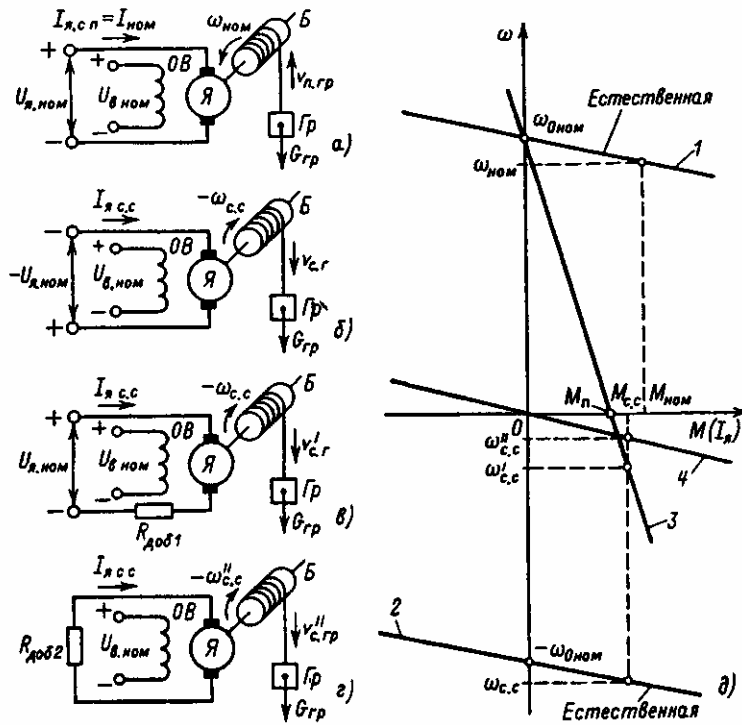


Рис 3.9 Статические режимы работы электропривода подъемного механизма

Используем полученные представления о статических характеристиках двигателя с независимым возбуждением для анализа его режимов работы с энергетической точки зрения. На рис.3.9,а- д изображен ряд возможных схем включения электропривода подъемного механизма с двигателем независимого возбуждения и показаны механические характеристики, позволяющие проанализировать соответствующие режимы работы двигателя.

Для осуществления режима подъема номинального груза G_p со скоростью $\omega_{пгр}$ двигатель включается по схеме, показанной на рис.3.9,а Установившийся режим подъема определяется на рис.3.9,д естественной механической характеристикой двигателя

1, причем принято, что статический момент при подъеме груза $M_{сп}$ равен номинальному моменту двигателя $M_{ном}$. При этом двигатель работает в двигательном режиме, и для якорной цепи уравнение электрического равновесия можно записать так:

$$U_{ном} = E_{ном} + I_{ном} R_{я\Sigma},$$

где $I_{ном} = I_{сп}$ - статический ток при подъеме груза

Умножив левую и правую части уравнения на $I_{ном}$, получим уравнение баланса мощностей в этом режиме:

$$U_{ном} I_{ном} = E_{ном} I_{ном} + I_{ном}^2 R_{я\Sigma}; \quad (3.36)$$

здесь $U_{ном} I_{ном}$ - электрическая мощность, потребляемая из сети, часть которой теряется в якорной цепи в виде теплоты ($I_{ном}^2 R_{я\Sigma}$) а основная часть преобразуется в механическую электромагнитную мощность

$$E_{ном} I_{ном} = c \omega_{ном} I_{ном} = M_{ном} \omega_{ном}.$$

Для спуска груза со скоростью $v_{с,гр}$, близкой к скорости $v_{п,гр}$, двигатель включается по той же схеме, но к его якорю подводится напряжение противоположного знака $U_{я} = -U_{ном}$. Естественная характеристика 2, соответствующая этой полярности, и статический момент при спуске груза $M_{сс}$ определяют на рис.3.9,д рабочую точку $M_{сс}$; $\omega_{сс}$, которая соответствует генераторному режиму работы. Действительно, при этом активный момент $M_{сс}$ вращает двигатель со скоростью $\omega_{сс}$ по значению большей, чем скорость идеального холостого хода $\omega_{0ном}$. Следовательно, ЭДС двигателя больше, чем напряжение сети, и с учетом знаков скорости, напряжения и ЭДС баланс мощностей в этом режиме можно представить так:

$$E_{cc}I_{яcc} = M_{cc}\omega_{cc} = U_{ном}I_{яcc} + I_{яcc}^2 R_{я\Sigma}. \quad (3.37)$$

Уравнение (3.37) показывает, что механическая мощность, вырабатываемая опускающимся грузом, в основном отдается в сеть, а частично теряется в виде теплоты на сопротивлениях якорной цепи. Это генераторный режим работы параллельно с сетью или режим рекуперативного торможения двигателя

Для получения пониженной скорости спуска груза двигатель может быть включен по схеме, приведенной на рис.3.9,в. Сравнивая ее со схемой рис.3.9,а, можно убедиться, что она соответствует включению двигателя для работы в направлении подъема груза, но в цепь якоря вводится большое добавочное сопротивление $R_{доб}$, при котором момент короткого замыкания (пусковой момент M_n) меньше, чем активный момент нагрузки при спуске груза M_{cc} . Как показано на

$$U_{ном}I_{яcc} + E'_{cc}I_{яcc} = I_{яcc}^2 R_{я\Sigma} \quad (3.38)$$

рис.3.9,д такой выбор добавочного сопротивления (характеристика 3) обеспечивает тормозной спуск груза со скоростью ω'_{cc} при этом активный движущий момент нагрузки принуждает якорь вращаться в сторону, противоположную заданной приложенным напряжением, и уравнение баланса мощностей записывается так:

В соответствии с (3.38) потребляемая из сети мощность $U_{ном}I_{яcc}$ и вырабатываемая вследствие опускания груза механическая мощность $M_{cc}\omega'_{cc}=E'_{cc}I_{яcc}$ в этом режиме превращаются в тепловые потери в якорной цепи двигателя. Это генераторный режим работы двигателя последовательно с сетью, чаще называемый режимом торможения противовключением. Сравнивая (3.37) и (3.38), можно видеть, что торможение противовключением является неэкономичным режимом, в котором поступающая с вала механическая мощность не отдается в сеть, а вместе с потребляемой из сети электрической мощностью преобразуется в теплоту, выделяющуюся на сопротивлениях якорной цепи.

По сравнению с режимом противовключения более экономичным тормозным режимом является динамическое торможение двигателя. Этот режим работы рассматриваемой подъемной установки обеспечивается включением двигателя по схеме рис.3.9,г. Выбором добавочного сопротивления $R_{доб2}$ можно обеспечить спуск груза с требуемой по условиям технологии скоростью ω_c определяемой механической характеристикой 4 на рис.3.9,д. Баланс мощностей для режима динамического торможения ($U_{я}=0$) имеет вид

$$E''_{cc}I_{яcc} = I_{яcc}^2 R_{я\Sigma}. \quad (3.39)$$

Здесь механическая мощность преобразуется в электрическую ($M_{cc}\omega''_c=E''_{cc}I_{яcc}$) и выделяется в виде теплоты на сопротивлениях якорной цепи. Более высокая экономичность режима динамического торможения по отношению к режиму торможения противовключением наглядно устанавливается сравнением (3.38) и (3.39). Сравнивая (3.37) с (3.39), можно убедиться в большей экономичности режима рекуперативного торможения, в котором значительная часть механической мощности преобразуется в электрическую мощность, отдаваемую в электрическую сеть, и лишь часть выделяется в виде теплоты в сопротивлениях якорной цепи.

3.5. Динамические свойства электромеханического преобразователя с независимым возбуждением

Рассмотренные выше характеристики двигателя с независимым возбуждением получены в предположении, что двигатель питается от бесконечно мощной сети или от любого другого источника, обладающего свойствами источника напряжения с внутренним сопротивлением, равным нулю. Приступая к изучению динамических свойств, необходимо иметь в виду, что в регулируемом электроприводе возможно питание якорной цепи двигателя и от преобразователей, обладающих свойствами источника тока. Поэтому анализ динамических свойств электромеханического преобразователя с независимым возбуждением проведем для случаев питания как от источника напряжения, так и от источника тока.

Для анализа воспользуемся системой (3.6). Обозначив $d/dt=p$, запишем ее в виде

$$\left. \begin{aligned} u_B &= \frac{R_B}{k_\Phi} (1 + T_B p) \Phi; \\ u_\Sigma &= R_\Sigma (1 + T_\Sigma p) i_\Sigma + k_\Phi \omega; \\ M &= k_\Phi i_\Sigma, \end{aligned} \right\} \quad (3.40)$$

где $T_B = L_B/R_B$ - электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения; $T_\Sigma = L_\Sigma/R_\Sigma$ - электромагнитная постоянная времени цепи якоря; $k_\Phi = \Phi/i_B$ - коэффициент, соответствующий линейной части кривой намагничивания двигателя.

Структурная схема электромеханического преобразования энергии, соответствующая (3.40), приведена на рис.3.11,а. На схеме представлены два возможных канала управления при питании от источника напряжения - канал управления полем двигателя, которому соответствует управляющее воздействие u_B , и канал управления по цепи якоря с управляющим воздействием i_Σ . Из схемы следует, что при отсутствии реакции якоря процессы в цепи возбуждения протекают независимо от процессов в якорной цепи, а процессы в якорной цепи зависят от изменений магнитного потока двигателя Φ .

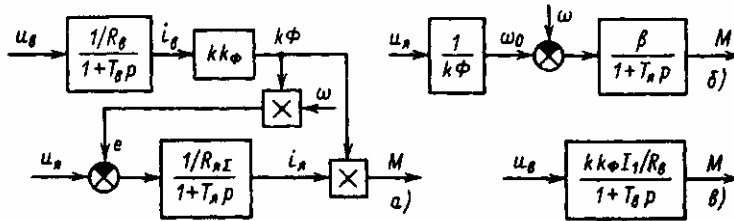


Рис 3.11 Структурные схемы электромеханического преобразователя с независимым возбуждением

Цепь возбуждения двигателя представляет собой апериодическое звено с постоянной времени T_B . Индуктивность L_B обмотки возбуждения может быть определена по формуле

$$L_B = 2p_n k_{\text{нас}} w_B \Phi_{\text{ном}} / I_{B \text{ ном}},$$

где $k_{\text{нас}} = I_{\text{вном}}/I_{\text{влин}}$ - коэффициент насыщения; $I_{\text{влин}}$ - ток возбуждения, создающий номинальный поток $\Phi_{\text{ном}}$ при отсутствии насыщения магнитной цепи.

Значение индуктивности L_B , определяемое данной формулой, соответствует линейной части кривой намагничивания. При работе в насыщенной части кривой намагничивания индуктивность и постоянная времени цепи возбуждения уменьшаются тем больше, чем выше насыщение:

$$L_{B \text{ нас}} = 2p_n w_B (d\Phi/dI_B)_{\text{нас}}.$$

При отсутствии добавочных резисторов у двигателей мощностью от 1 до нескольких тысяч киловатт постоянная времени цепи возбуждения лежит в пределах $T_B = 0,2 \div 5$ с, причем с увеличением мощности двигателя она быстро возрастает.

Изменение потока вносит нелинейность в математическое описание процессов преобразования энергии даже при ненасыщенной магнитной цепи, поэтому при переменном магнитном потоке структура на рис. 3.11,а используется для анализа динамических свойств электропривода постоянного тока с помощью ЭВМ. Для синтеза регулируемых электроприводов математическое описание электромеханического преобразователя линеаризуется путем разложения в ряд Тэйлора в окрестности точки статического равновесия.

При питании от источника напряжения двигатель с независимым возбуждением работает преимущественно при постоянном потоке: $\Phi = \Phi_{\text{ном}} = \text{const}$, при этом уравнение механической характеристики двигателя в соответствии с (3.7) принимает вид

$$(1 + T_\Sigma p) M = \beta (\omega_0 - \omega). \quad (3.41)$$

Этому уравнению соответствует структурная схема преобразователя, представленная на рис.3.11,б. Она свидетельствует о том, что при $\Phi = \text{const}$ электромеханический преобразователь представляет собой апериодическое звено с постоянной времени T_Σ . Индуктивность рассеяния якорной цепи двигателя может быть вычислена по приближенной формуле

$$L_{\Sigma} \approx \gamma U_{\text{ном}} / p_n \omega_{\text{ном}} I_{\text{ном}}, \quad (3.42)$$

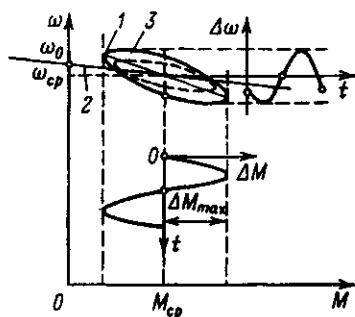
где $\gamma=0,6$ для некомпенсированных и $\gamma=0,25$ для компенсированных двигателей.

Постоянная времени якорной цепи двигателей средней и большой мощности лежит в пределах $T_{\text{я}}=0,02 \div 0,1$ с, причем наибольшие значения соответствуют некомпенсированным либо тихоходным двигателям большой мощности.

Уравнение динамической механической характеристики устанавливает связь между механическими переменными в общем виде, справедливом для любых режимов работы электропривода. Форма конкретных динамических характеристик определяется совокупностью условий и связей, наложенных на движение электромеханической системы в данном процессе. Поэтому двигатель имеет бесчисленное множество динамических характеристик, соответствующих переходным процессам и зависящих от вида механической части, начальных условий, уровня и характера управляющих и возмущающих воздействий. Эти характеристики несут информацию о свойствах динамической системы, состоящей из электромеханического преобразователя энергии и механической части, а для анализа электромеханических свойств самого преобразователя их непосредственно использовать нельзя.

В установившихся динамических режимах работы, обусловленных, например, наличием периодической составляющей нагрузки электропривода, динамическая механическая характеристика для каждого цикла установившихся колебаний одинакова, и форма ее зависит только от электромеханических свойств двигателя. Примем, что момент двигателя в установившемся динамическом режиме изменяется по закону $M=M_{\text{ср}}+\Delta M_{\text{max}}\sin \Omega t$.

Тогда (3.41) при $p=d/dt$ однозначно определяет соответствующий закон изменения скорости:



$$\begin{aligned}\omega &= \frac{M_{\text{кз}} - M_{\text{ср}}}{\beta} - \frac{\Delta M_{\text{max}}}{\beta} \sin \Omega t - \frac{\Omega T_{\text{я}} \Delta M_{\text{max}}}{\beta} \cos \Omega t = \\ &= \omega_{\text{ср}} - \frac{\Delta M_{\text{max}} \sqrt{1 + T_{\text{я}}^2 \Omega^2}}{\beta} \sin(\Omega t + \psi),\end{aligned}\quad (3.43)$$

Рис 3.12 Динамическая механическая характеристика двигателя с независимым возбуждением в режиме установившихся колебаний

где $\Psi = \arctg T_{\text{я}} \Omega$.

На рис.3.12 показаны характеристики $\omega(t)$ и $M(t)$ и соответствующая им динамическая характеристика - замкнутая кривая 1. Нетрудно видеть, что электромагнитная инерция якорной цепи вызывает значительные отклонения динамической характеристики 1 от статической 2. Уменьшение частоты вынужденных колебаний Ω , или соответствующее снижение постоянной времени $T_{\text{я}}$ приводят к уменьшению этих отклонений (кривая 3), и в пределе при $T_{\text{я}} \rightarrow 0$ или $\Omega \rightarrow 0$ динамическая характеристика сливается со статической.

Эти рассуждения приводят к выводу о целесообразности использования для анализа динамических свойств двигателя частотного метода. Для этой цели с помощью структурной схемы рис.3.11,б определим передаточную функцию динамической жесткости механической характеристики (см. гл. 2)

$$\beta_{\text{дин}}(p) = M(p)/\omega(p) = -\beta/(1 + T_{\text{я}}p) \quad (3.44)$$

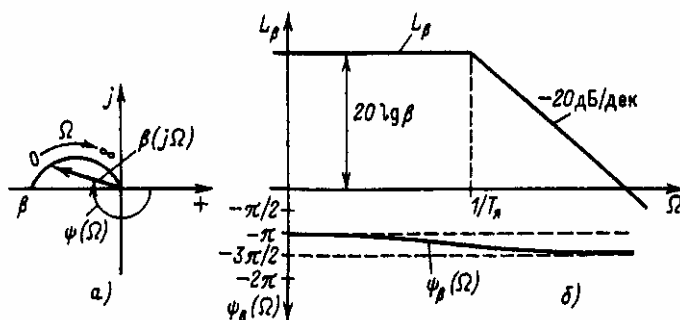


Рис 3.13 Частотные характеристики динамической жесткости

Амплитудно-фазовую характеристику динамической жесткости получим подстановкой в (3.44) $p=j\Omega$:

$$\beta_{\text{дин}}(j\Omega) = \beta \frac{-1 + jT_{\text{я}}\Omega}{\sqrt{1 + T_{\text{я}}^2\Omega^2}}. \quad (3.45)$$

Соответствующие (3.45) АЧХ и ФЧХ динамической жесткости

$$|\beta_{\text{дин}}| = \frac{\beta}{\sqrt{1 + T_{\text{я}}^2\Omega^2}}; \quad (3.46)$$

$$\psi(\Omega) = -\pi - \text{arctg } T_{\text{я}}\Omega. \quad (3.47)$$

Амплитудно-фазовая характеристика динамической жесткости (3.45) представлена на рис.3.13,а, а на рис.3.13,б показаны соответствующие ей ЛАЧХ и Л ФЧХ. Рассматривая их, можно установить, что электромагнитная инерция приводит к уменьшению модуля динамической жесткости тем в большей степени, чем выше частота вынужденных колебаний Л. Одновременно сдвиг по фазе между колебаниями скорости и момента изменяется от -180° , соответствующих статической жесткости ($\Omega=0$), до -270° при $Q \rightarrow \infty$. Введение добавочных резисторов в цепь якоря уменьшает $T_{\text{я}}$, при этом, если в пределах возможных частот колебаний модуль динамической жесткости снижается незначительно, а фазовый сдвиг остается близким к 180° , можно без существенных погрешностей исследовать динамические процессы, пользуясь выражением статической механической характеристики.

Частотные характеристики динамической жесткости упрощают определение зависимости от времени одной из механических переменных по известной для установившегося колебательного режима другой. Если, как было принято выше, $M = M_{\text{ср}} + \Delta M_{\text{max}} \cdot \sin \Omega \cdot t$, зависимость $\omega(t)$ определится соотношением

$$\omega = \omega_{\text{ср}} + \frac{\sqrt{1 + T_{\text{я}}^2\Omega^2}}{\beta} \Delta M_{\text{max}} \sin(\Omega t - \psi). \quad (3.48)$$

Зависимость $M(t)$ по заданной функции $\omega(t) = \Delta \omega_{\text{max}} \cdot \sin \Omega \cdot t$ определяется аналогичным путем:

$$M = M_{\text{ср}} + \frac{\beta \Delta \omega_{\text{max}}}{\sqrt{1 + T_{\text{я}}^2\Omega^2}} \sin(\Omega t + \psi). \quad (3.49)$$

Таким образом, суждение о жесткости естественной механической характеристики по статической зависимости $M=f(\omega)$ и по модулю статической жесткости β дает правильные представления лишь для статических режимов или при достаточно плавных изменениях нагрузки. При изменениях нагрузки скачком, а также в установившихся колебательных режимах динамическая характеристика может существенно отклоняться от статической, и необходимо оценивать эти отклонения с помощью частотных характеристик динамической жесткости либо путем расчета соответствующего переходного процесса с учетом электромагнитной инерции двигателя.

Достоинством электромеханического преобразователя с независимым возбуждением при $\Phi = \text{const}$ является высокое быстродействие, определяемое относительно небольшой постоянной времени $T_{\text{я}}$. При этом следует иметь в виду, что проведенный анализ динамических свойств преобразователя полностью справедлив только для компенсированных двигателей. У некомпенсированных двигателей, как было отмечено выше, вследствие реакции якоря магнитный поток при изменениях тока якоря не остается постоянным, а может изменяться на 10-20 % в сторону уменьшения от Φ_0 . Изменения основного потока машины происходят с постоянной времени цепи возбуждения $T_{\text{в}}$, намного большей, чем $T_{\text{я}}$. Соответственно инерционность преобразователя при проявлениях реакции якоря возрастает и расхождения между статическими и динамическими характеристиками проявляются при меньших частотах.

При питании якоря двигателя от источника тока $i_{\text{я}} = I_{\text{я1}} = \text{const}$ при любых изменениях ЭДС двигателя. Система (3.40) при этом приводится к следующему уравнению механической характеристики:

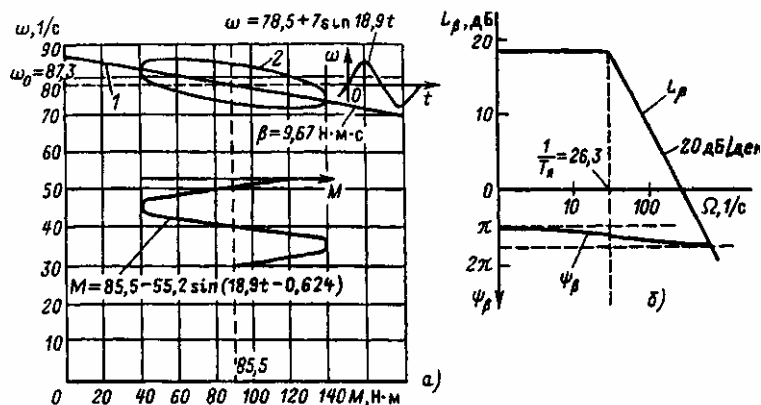


Рис 3.14 Статическая 1 и динамическая 2 характеристики двигателя П62

Этому уравнению соответствует структура электромеханического преобразователя, представленная на рис.3.11,в. Сравнивая рис.3.11,б и в, можно установить, что в режиме питания якоря от источника тока двигатель с независимым возбуждением утрачивает рассмотренные выше электромеханические свойства. Отсутствие зависимости тока якоря от скорости исключает проявление электромеханической связи, и статическая механическая характеристика двигателя $M=f(\omega)$ при $U_B=\text{const}$ обладает жесткостью, равной нулю.

Как объект управления электромеханический преобразователь при этом представляет собой апериодическое звено с большой постоянной времени T_B , управляющим воздействием является напряжение, приложенное к обмотке возбуждения U_A . В соответствии с рис.3.11,в электромеханический преобразователь при $I_A=\text{const}$ является источником момента $M=\text{const}$, значения которого можно регулировать путем воздействия на инерционный канал возбуждения двигателя.

3.6. Математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии в двигателе с последовательным возбуждением

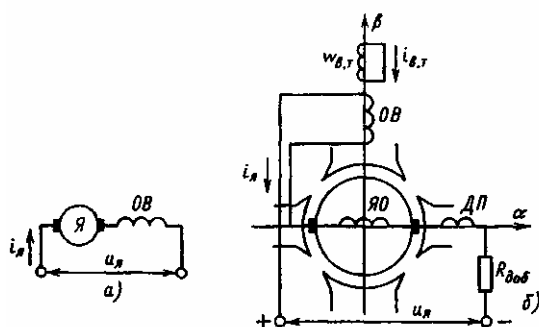


Рис 3.15 Схема двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением (а) и соединение обмоток обобщенной машины для получения модели (б)

Принципиальная схема включения двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением, учитывающая возможное введение в его цепь якоря добавочного резистора $R_{доб}$, представлена на рис.3.15,а. Соответствующая ей схема модели преобразователя может быть получена аналогично схеме модели преобразователя для двигателя с независимым возбуждением при включении обмотки возбуждения последовательно в цепь якоря (рис.3.15,б).

Включение обмотки возбуждения в силовую цепь, мощность которой на два порядка выше, чем мощность возбуждения, создает условия для форсированного изменения потока двигателя, при этом анализ динамических свойств электромеханического преобразователя без учета влияния вихревых токов, наводящихся в полюсах и станине при быстрых изменениях потока, приводит в большинстве случаев к значительным ошибкам. В первом приближении влияние вихревых токов может быть учтено добавлением короткозамкнутой обмотки на оси (5, показанной на рис.3.15,б, имеющей условное число витков $\omega_{вт}$, обтекаемой током $i_{вт}$ и связанной с потоком машины Φ по продольной оси (3 коэффициентом связи, равным единице. С учетом этой фиктивной обмотки математическое описание динамического процесса преобразования энергии в двигателе с последовательным возбуждением имеет следующий вид:

$$\begin{cases} 0 = i_{в\tau} R_{в\tau} + w_{в\tau} \frac{d\Phi}{dt}; \\ u_{я} = k\Phi\omega + i_{я} R_{я\Sigma} + L_{я\Sigma} \frac{di_{я}}{dt} + w_{в} \frac{d\Phi}{dt}; \\ M = k\Phi i_{я}, \end{cases} \quad (3.50)$$

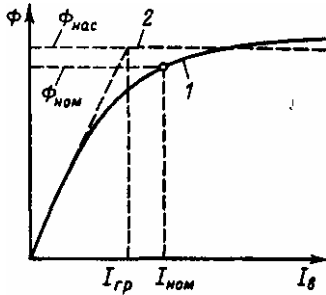


Рис. 3.16. Характеристика намагничивания $\Phi(I_{я})$

где

$$R_{я\Sigma} = R_{я} + R_{дп} + R_{в}.$$

Индуктивность рассеяния якорной цепи $L_{я\Sigma}$ значительно меньше, чем индуктивность обмотки возбуждения, связанной с главным потоком двигателя, поэтому ею в ряде случаев можно пренебречь. Однако такое допущение вносит принципиальное искажение в характер процессов, так как при $L_{я\Sigma}=0$ ток двигателя при изменениях скачком приложенного напряжения приобретает возможность изменяться скачком.

Положив для статического режима в (3.50) $di_{я}/dt = d\Phi/dt = 0$, получим $i_{в\tau}=0$ и преобразуем эту систему в уравнения статических характеристик двигателя, по форме совпадающие с аналогичными для двигателя с независимым возбуждением:

$$\omega = \frac{U_{я}}{k\Phi(I_{я})} - \frac{MR_{я\Sigma}}{k^2\Phi^2(I_{я})}; \quad (3.51)$$

$$\omega = \frac{U_{я}}{k\Phi(I_{я})} - \frac{I_{я}R_{я\Sigma}}{k\Phi(I_{я})}. \quad (3.52)$$

Очевидным отличием их является зависимость потока двигателя от тока якоря. Характеристика намагничивания $\Phi=f(I_{я})$ показана на рис.3.16 (кривая 1) и свидетельствует о том, что магнитная цепь двигателя при номинальном токе якоря насыщена. В связи с этим в дальнейшем для анализа формы статических характеристик двигателя используется аппроксимация характеристики намагничивания двумя прямыми, как это выполнено на рис.3.16 (ломаная 2). При $I_{я} < I_{гр}$ $\Phi = k_{\Phi} \cdot I_{я}$, а при $I_{я} > I_{гр}$ магнитный поток машины принимается примерно постоянным: $\Phi = \Phi_{нас} = \text{const}$.

3.7. Статические характеристики двигателя с последовательным возбуждением

При принятой аппроксимации кривой намагничивания (рис.3.16) механическая и электро-механическая характеристики (3.51) и (3.52) при различных токах якоря имеют различные выражения. При $I_{я} < I_{гр}$ $k_{\Phi} = \text{const}$ и эти уравнения преобразуются к виду

$$\omega = \frac{U_{я}}{\sqrt{k k_{\Phi} M}} - \frac{R_{я\Sigma}}{k k_{\Phi}}; \quad (3.53)$$

$$\omega = \frac{U_{я}}{k k_{\Phi} M} - \frac{R_{я\Sigma}}{k k_{\Phi}}. \quad (3.54)$$

При $I_{я} > I_{гр}$ $\Phi = \Phi_{нас} = \text{const}$ и те же уравнения записываются так:

$$\omega = \frac{U_{я}}{k\Phi_{нас}} - \frac{R_{я\Sigma}}{k^2\Phi_{нас}^2} M; \quad (3.55)$$

$$\omega = \frac{U_{я}}{k\Phi_{нас}} - \frac{R_{я\Sigma}}{k\Phi_{нас}} I_{я}. \quad (3.56)$$

Уравнения (3.53) и (3.54) свидетельствуют о том, что в области нагрузок, меньших номинальной, статические характеристики двигателя с последовательным возбуждением имеют гиперболический характер и при $M \rightarrow 0$ и $I_{я} \rightarrow 0$ асимптотически приближаются к оси ординат. Эта форма характеристики определяется условиями электрического равновесия машины: при идеальном холостом ходе ($I_{я}=0$) ЭДС двигателя должна уравновешивать приложенное к якорной

цепи напряжение $U_{\text{я}}$. Так как при $I_{\text{я}} \rightarrow 0$ поток Φ также стремится к нулю, выполнение условия

$$E = k\Phi\omega = U_{\text{я}}$$

возможно только при неограниченном возрастании скорости. Реально скорость идеального холостого хода двигателя с последовательным возбуждением благодаря наличию остаточного потока $\Phi_{\text{ост}}$ ограничена значением $\omega_0 = U_{\text{я}}/\Phi_{\text{ост}}$. Однако поток $\Phi_{\text{ост}}$ мал, и значение ω_0 намного

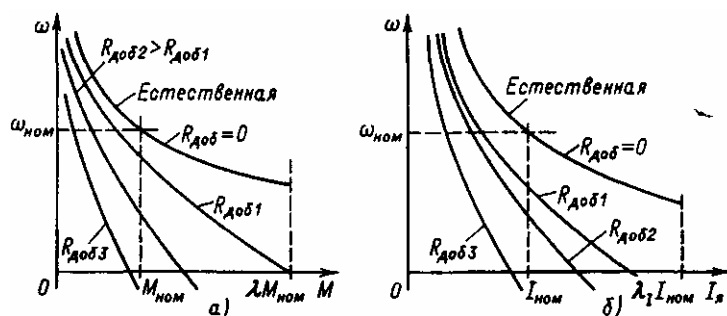


Рис. 3.17. Механические (а) и электромеханические (б) статические характеристики двигателя с последовательным возбуждением

превышает допустимое для двигателя по условиям механической прочности. Поэтому при проектировании и эксплуатации электроприводов с двигателями последовательного возбуждения необходимо исключить возможность их работы с малыми нагрузками, при которых скорость двигателя может превысить допустимую по условиям механической прочности.

При $I_{\text{я}} > I_{\text{гр}}$ магнитная цепь машины насыщается и при принятом допущении $\Phi = \Phi_{\text{нас}} = \text{const}$. В этой области характеристики двигателя практически линейны, подобно аналогичным характеристикам двигателя с независимым возбуждением.

Естественные характеристики двигателя с последовательным возбуждением показаны на рис.3.17,а,б. Сильная положительная связь по току, создаваемая последовательной обмоткой двигателя, практически устраняет влияние размагничивающего действия реакции якоря и приводит в области допустимой перегрузки к возрастанию потока сверх номинального значения на 10-15%. Поэтому при том же коэффициенте допустимой перегрузки по току $\lambda_1 = 2 \div 2,5$ перегрузочная способность по моменту у двигателей с последовательным возбуждением выше, чем при независимом возбуждении, и лежит в пределах $\lambda_1 = 2,5 \div 3$.

Форма естественной механической характеристики определяет область применения двигателя с последовательным возбуждением. Он наиболее часто применяется в электроприводе механизмов, для которых желательно, чтобы по мере снижения нагрузки до минимальной, скорость движения возрастала в 1,5-2 раза, обеспечивая соответствующее повышение производительности при данной мощности двигателя. При этом важным достоинством двигателя является повышенная перегрузочная способность.

В связи с нелинейностью кривой намагничивания рассчитать естественные характеристики двигателя с последовательным возбуждением только по его номинальным данным не представляется возможным. Поэтому в каталогах приводятся естественные характеристики $\omega = f(I_{\text{я}})$ и $M = f(I_{\text{я}})$, которые и следует использовать при проектировании электроприводов с двигателями последовательного и смешанного возбуждения. Для ориентировочных или учебных расчетов можно пользоваться универсальными характеристиками, приведенными в примере 3.4.

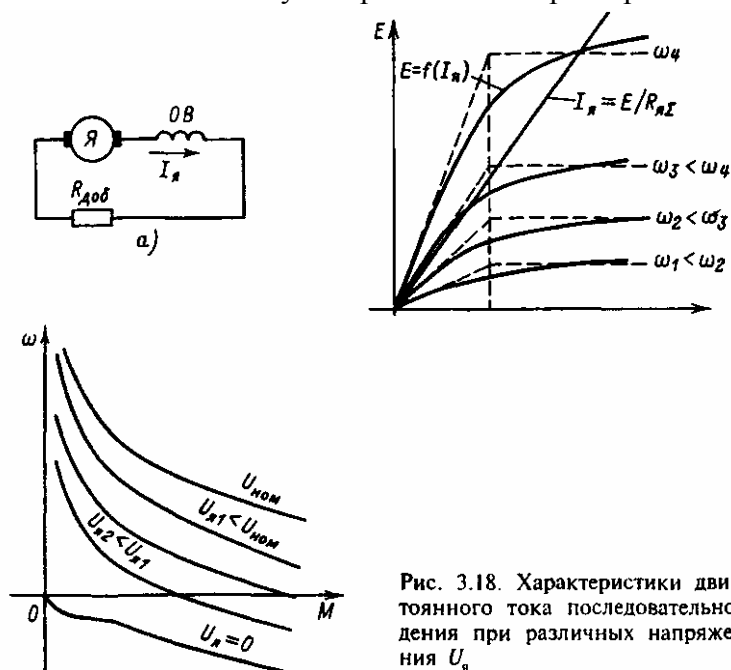


Рис. 3.18. Характеристики двигателя постоянного тока последовательного возбуждения при различных напряжениях питания $U_{\text{я}}$

Статическая жесткость механической характеристики двигателя с последовательным возбуждением зависит от нагрузки. При малых нагрузках двигатель имеет мягкую характеристику, с возрастанием нагрузки модуль жесткости увеличивается и при $M > M_{\text{ном}}$ стремится к постоянному значению, которое определяется (3.55):

$$\beta = k^2 \Phi_{\text{нас}}^2 / R_{\text{я}\Sigma}.$$

Соответственно введение добавочных сопротивлений уменьшает жесткость механических характеристик. Реостат-

ные механические и электромеханические характеристики показаны на рис.3.17,а,б вместе с естественными характеристиками, соответствующими $R_{доб} = 0$. Рассматривая этот рисунок, можно установить, что введение сопротивлений в цепь якоря позволяет ограничивать момент и ток короткого замыкания двигателя.

Статические характеристики двигателя, соответствующие различным значениям напряжения питания, приведены на рис.3.18.

Их вид свидетельствует о том, что уменьшение напряжения приводит к снижению скорости при данной нагрузке без изменения соответствующей этой нагрузке жесткости механической характеристики.

Механическая характеристика при $U_{я}=0$ соответствует режиму динамического торможения двигателя при замкнутой накоротко его якорной цепи. В данном случае торможение протекает при самовозбуждении, поэтому его особенности заслуживают дополнительного рассмотрения.

В общем случае при питании двигателя от сети с постоянным напряжением $U_{я}=U_{НОМ}$ для осуществления режима динамического торможения его якорная цепь отключается от сети и замыкается на внешний резистор $R_{доб}$ (рис.3.19,а). Если с помощью внешнего источника механической энергии (например, при наличии движущей активной нагрузки) привести якорь двигателя во вращение, то при выполнении определенных условий двигатель самовозбуждается и развивает зависящий от скорости тормозной момент.

Первым условием самовозбуждения является наличие остаточного потока такого знака, чтобы при данном направлении вращения ЭДС, наводимая остаточным потоком, вызвала ток возбуждения, увеличивающий поток двигателя. Если двигатель работал в двигательном режиме при $\omega > 0$, то его ЭДС в режиме торможения при $\omega > 0$ создает ток, направленный противоположно току якоря в предшествующем режиме. Этот ток, протекая по обмотке возбуждения, создает МДС, уменьшающую поток остаточного намагничивания, и самовозбуждение исключается. Если при этом изменить направление вращения ($\omega < 0$), двигатель самовозбудится, поэтому характеристика на рис.3.18 при $U_{я}=0$ существует только в четвертом квадранте. Обеспечить торможение во втором квадранте можно, переключив либо выводы якоря, либо выводы обмотки возбуждения.

Второе условие самовозбуждения поясняет рис.3.19,б. Здесь приведен ряд зависимостей $E(I_{я})$, соответствующих различной скорости движения якоря. Если воспользоваться кусочно-линейной аппроксимацией кривой намагничивания, показанной на рис.3.16, зависимости $E(I_{я})$ приближенно линеаризуются, причем при $I_{я} > I_{гр}$ ЭДС принимается приближенно постоянной. На рис.3.19,б показана также прямая $I_{я}=f(E)=E/R_{я\Sigma}$. Известно, что при самовозбуждении $E(I_{я})=I_{я}(E)$, и второе условие самовозбуждения графически выражается наличием точки пересечения этих характеристик. Это условие на рис.3.19,б выполняется только при $\omega > \omega_2$, причем граничное значение скорости $\omega_{гр} \approx \omega_3$. Таким образом, самовозбуждение может наступить только после достижения скорости $\omega_{гр}$ при которой наклон линейной части характеристики $E(I_{я})$ совпадает с наклоном прямой $I_{я}=E/R_{я\Sigma}$. Следовательно, при увеличении суммарного сопротивления цепи якоря самовозбуждение наступает при более высоких скоростях $\omega_{гр}$.

Изложенные соображения позволяют установить форму характеристики динамического торможения с самовозбуждением, показанную на рис.3.19,в. При $\omega < \omega_{гр}$ самовозбуждение отсутствует и $I_{я} \approx 0$. При $\omega = \omega_{гр}$ двигатель самовозбуждается, ток якоря при принятой аппроксимации возрастает до $I_{я}=I_{гр}$ и при дальнейшем увеличении скорости двигатель имеет линейную характеристику $\omega(I_{я})$, соответствующую $\Phi=\Phi_{нас}=\text{const}$. Поэтому при принятой идеализации электромеханическая характеристика при динамическом торможении с самовозбуждением имеет вид ломаной 1 на рис.3.19,в.

В связи с наличием остаточного потока $\Phi_{ост}$ ток при $\omega < \omega_{гр}$ несколько возрастает, а реальная форма кривой намагничивания приводит к дополнительным отклонениям фактической кривой $\omega(I_{я})$ (кривая 2 на рис.3.19,в) от приближенной кривой 1. Форма механической характеристики в этом режиме аналогична форме электромеханической характеристики 2. В этом можно убедиться, рассмотрев приведенные на рис.3.19,г механические характеристики динамического торможения с самовозбуждением при различных добавочных сопротивлениях в цепи якоря.

3.8. Динамические свойства электромеханического преобразователя с последовательным возбуждением

Полученное в §3.6 математическое описание процессов электромеханического преобразования энергии в двигателе с последовательным возбуждением содержит произведения переменных, поэтому использовать его для анализа динамических свойств преобразователя можно лишь с помощью ЭВМ. Однако общие закономерности, основные динамические свойства электромеханического преобразователя с последовательным возбуждением могут быть выявлены аналитическим путем, если осуществить линеаризацию уравнений механической характеристики (3.50) в окрестности точки статического равновесия.

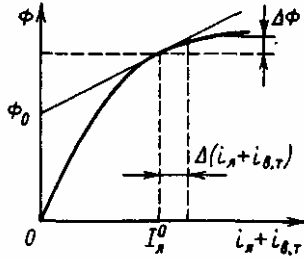


Рис. 3.22. Линеаризация кривой намагничивания

Так как линеаризация осуществляется в окрестности точки статического равновесия, кривую намагничивания следует аппроксимировать касательной в точке $I_{я}^0, \Phi^0$, как показано на рис.3.22, при этом $\Phi = \Phi_0 + k'_\Phi(i_{я} + i_{в.т.})$ и первые два уравнения системы (3.50) могут быть преобразованы к виду

$$(\Phi - \Phi_0)R_{я\Sigma} + kk'_\Phi\Phi\omega + k'_\Phi R_{я\Sigma}T_{я} \frac{di_{я}}{dt} + R_{я\Sigma}T_{в\Sigma} \frac{d\Phi}{dt} = k'_\Phi u_{я};$$

$$k'_\Phi R_{я\Sigma}i_{я} + kk'_\Phi\Phi\omega + k'_\Phi R_{я\Sigma}T_{я} \frac{di_{я}}{dt} + R_{я\Sigma}T_{в} \frac{d\Phi}{dt} = k'_\Phi u_{я},$$

где $T_{в\Sigma} = k'_\Phi w_{в.т.}/R_{в.т.} + k'_\Phi w_{в.}/R_{я\Sigma} = T_{в.т.} + T_{в.} = (1,1 + 1,2)T_{в.}$; $T_{в.т.}$ и

$T_{в.}$ — постоянные времени соответственно эквивалентного контура вихревых токов (см. рис.3.15,б) и обмотки возбуждения. Вычтя почленно из первого уравнения второе, получим более удобный для решения вид системы (3.50):

$$\left. \begin{aligned} \Phi - \Phi_0 - k'_\Phi i_{я} + T_{в.т.} \frac{d\Phi}{dt} &= 0; \\ R_{я\Sigma}T_{в\Sigma} \frac{d\Phi}{dt} + kk'_\Phi\Phi\omega + k'_\Phi R_{я\Sigma}i_{я} + k'_\Phi R_{я\Sigma}T_{я} \frac{di_{я}}{dt} &= k'_\Phi u_{я}; \\ M &= k\Phi i_{я}. \end{aligned} \right\} \quad (3.57)$$

Линеаризуем систему (3.57) путем разложения в ряд Тэйлора в окрестности точки статического равновесия, обозначим $d/dt = p$, получим

$$\left. \begin{aligned} (1 + T_{в.т.}p)\Delta\Phi - k'_\Phi\Delta i_{я} &= 0; \\ (kk'_\Phi\omega^0 + R_{я\Sigma}T_{я}p)\Delta\Phi + k'_\Phi R_{я\Sigma}(1 + T_{я}p)\Delta i_{я} &= \\ = k'_\Phi\Delta u_{я} - kk'_\Phi\Phi^0\Delta\omega; \\ \Delta M &= k\Phi^0\Delta i_{я} + kI_{я}^0\Delta\Phi. \end{aligned} \right\} \quad (3.58)$$

Решив систему (3.58) относительно $\Delta i_{я}$ и ΔM , получим линеаризованные уравнения электромеханической и механической характеристик двигателя в виде

$$\Delta i_{я} = \frac{(1 + T_{в.т.}p)(\Delta u_{я} - k\Phi^0\Delta\omega)}{R_{я\Sigma}T_{в.т.}T_{я}p^2 + R_{я\Sigma}(T_{в\Sigma} + T_{я})p + R_{я\Sigma} + kk'_\Phi\omega^0}; \quad (3.59)$$

$$\Delta M = \frac{(k\Phi^0 + kk'_\Phi I_{я}^0)(\Delta u_{я} - k\Phi^0\Delta\omega)}{R_{я\Sigma}T_{в.т.}T_{я}p^2 + R_{я\Sigma}(T_{в\Sigma} + T_{я})p + R_{я\Sigma} + kk'_\Phi\omega^0}. \quad (3.60)$$

Уравнения (3.59) и (3.60) характеризуют основные динамические особенности преобразователя с последовательным возбуждением при условии ограничения отклонения переменных от точки статического равновесия узкими пределами. Сравнивая их, можно установить, что наличие контура вихревых токов определяет более значительные колебания тока, чем момента при тех же условиях. Это различие существенно усиливается, если не учитывать индуктивности рассеяния якорной цепи, положив $T_{я} = 0$. При этом порядок числителя и порядок знаменателя (3.59) становятся одинаковыми, что свидетельствует о возможности изменения тока якоря скачком и существенно искажает действительный характер процессов. Поэтому во всех случаях, когда

ставится задача оценки характера изменения тока и его значения в том или ином динамическом режиме, следует пользоваться уравнением (3.59), не прибегая к дополнительным упрощениям.

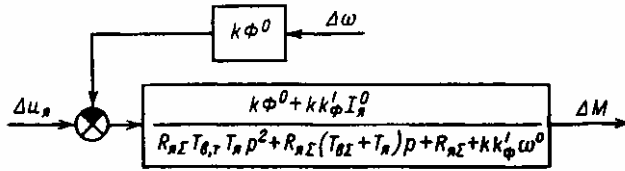


Рис 3.23 Структурная схема линейризованного ЭМП с последовательным возбуждением

Структурная схема линейризованного электромеханического преобразователя с последовательным возбуждением, соответствующая (3.60), представлена на рис.3.23. С помощью этой схемы определим передаточную функцию динамической жесткости механической характеристики:

$$\beta_{\text{дин}} = \frac{\Delta M(p)}{\Delta \omega(p)} = - \frac{k\Phi^0(k\Phi^0 + kk'_{\phi}I_{\text{я}}^0)}{R_{\text{я}\Sigma}T_{\text{в}\Sigma}T_{\text{я}}p^2 + R_{\text{я}\Sigma}(T_{\text{в}\Sigma} + T_{\text{я}})p + R_{\text{я}\Sigma} + kk'_{\phi}\omega^0}. \quad (3.61)$$

Уравнение (3.61) свидетельствует о том, что динамическая жесткость в данном случае существенно зависит от положения точки статического равновесия на механической характеристике двигателя. При этом следует иметь в виду, что каждой точке статической характеристики соответствуют не только различные значения Φ^0 , $I_{\text{я}}^0$, ω^0 , но также и различные значения таких параметров, как $T_{\text{в}\Sigma}$ и k'_{ϕ} . При уменьшении момента двигателя по сравнению с номинальным ($M^0 < M_{\text{ном}}$) коэффициент k'_{ϕ} возрастает и при уменьшении потока до значений, соответствующих линейной части кривой намагничивания, становится равным коэффициенту $k'_{\phi\text{max}} = k'_{\phi}$ [см. рис.3.16 и формулы (3.53) и (3.54)]. При дальнейшем уменьшении момента и потока k_{ϕ} остается постоянным, соответственно максимально и постоянно значение $T_{\text{в}\Sigma}$. В области перегрузок ($M^0 > M_{\text{ном}}$) магнитная цепь двигателя насыщается, соответственно k'_{ϕ} и $T_{\text{в}\Sigma}$ принимают достаточно малые значения.

Если учесть, что $T_{\text{я}}$ и $T_{\text{в}\Sigma}$ при $I_{\text{я}}^0 < I_{\text{ном}}$ намного меньше, чем $T_{\text{в}\Sigma}$ и их произведение в (3.61) можно приближенно принять равным нулю, то для приближенных оценок получаем удобную формулу:

$$\beta_{\text{дин}} \approx -\beta / (T_{\text{э}}p + 1), \quad (3.62)$$

где $\beta = k\Phi^0(k\Phi^0 + kk'_{\phi}I_{\text{я}}^0) / (R_{\text{я}\Sigma} + kk'_{\phi}\omega^0)$ - модуль статической жесткости;

$T_{\text{э}} = R_{\text{я}\Sigma}(T_{\text{в}\Sigma} + T_{\text{я}}) / (R_{\text{я}\Sigma} + kk'_{\phi}\omega^0)$ - эквивалентная электромагнитная постоянная якорной цепи двигателя.

Формула (3.62) аналогична по форме формуле динамической жесткости двигателя с независимым возбуждением (3.44), но по существу отличается непостоянством модуля и эквивалентной электромагнитной постоянной в различных точках статической характеристики при $I_{\text{я}}^0 < I_{\text{ном}}$. Если магнитная цепь двигателя ненасыщенна, т. е. $k_{\phi} = k'_{\phi} = \text{const}$, то $k'_{\phi}I_{\text{я}}^0 = \Phi^0$, и модуль статической жесткости определяется соотношением

$$\beta = 2k^2\Phi^{0^2} / (R_{\text{я}\Sigma} + kk'_{\phi}\omega^0),$$

из которого следует, что с уменьшением нагрузки статическая жесткость механической характеристики уменьшается весьма быстро как из-за уменьшения потока Φ^0 , так и из-за возрастания скорости ω^0 . Модуль динамической жесткости при этом дополнительно снижается за счет электромагнитной инерции, характеризуемой постоянной времени $T_{\text{э}}$, так же, как и у двигателя с независимым возбуждением. При сопоставлении необходимо иметь в виду, что сумма $T_{\text{в}\Sigma} + T_{\text{я}}$ при ненасыщенной машине намного превосходит значение $T_{\text{я}}$ для двигателя с независимым возбуждением, но включение обмотки возбуждения в силовую цепь приводит к тому, что $T_{\text{э}}$ зависит от скорости ω^0 и существенно снижается при увеличении скорости. В области насыщения при $I_{\text{я}}^0 > I_{\text{ном}}$ $k'_{\phi} \approx 0$ и $T_{\text{в}\Sigma}$ - стремится к значению, соответствующему индуктивности рассеяния обмотки возбуждения, при этом $\beta = k^2\Phi^2 / R_{\text{я}\Sigma}$ и $T_{\text{э}} = T_{\text{я}} = L_{\text{я}\Sigma}$, где $L_{\text{я}\Sigma}$ - суммарная индуктивность рассеяния якорной цепи. Таким образом, в области перегрузок динамические свойства двигателя

с последовательным возбуждением практически совпадают с рассмотренными выше свойствами двигателя с независимым возбуждением.

Линеаризованные характеристики двигателя с последовательным возбуждением (3.59) и (3.60) могут быть использованы для анализа установившихся колебательных режимов электро-механических систем с двигателем последовательного возбуждения, а также для проверки устойчивости и качества замкнутых систем регулирования с таким двигателем при малых отклонениях от положения статического равновесия.

3.9. Особенности статических характеристик двигателя со смешанным возбуждением

Двигатель со смешанным возбуждением имеет обмотки независимого ОВН и последовательного ОВП возбуждения и включается по схеме, приведенной на рис.3.24,а. Соответственно его магнитный поток определяется постоянной МДС обмотки независимого возбуждения и пропорциональной току якоря МДС обмотки последовательного возбуждения. Если осуществить приведение параметров обмотки независимого возбуждения к числу витков обмотки последовательного возбуждения ω_n , характеристику намагничивания двигателя можно представить в функции тока якоря, как показано на рис.3.24,б.

При токе якоря $I_a=0$ результирующая МДС определяется МДС обмотки независимого возбуждения $I_{н.в}\omega_n$. Вид механической характеристики двигателя существенно зависит от выбора значения этой МДС, так как соответствующее значение магнитного потока $\Phi_{н.в}$ определяет скорость идеального холостого хода на естественной характеристике двигателя:

$$\omega_0 = U_{ном} / k\Phi_{н.в}.$$

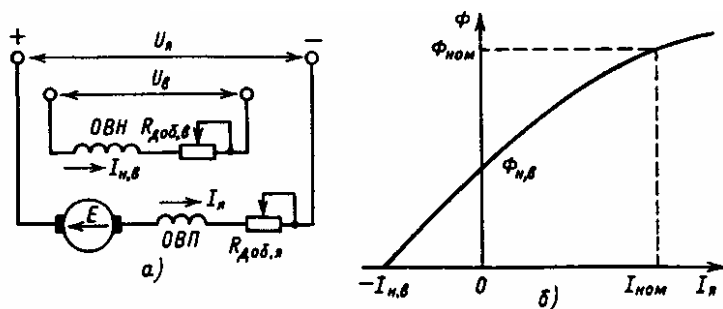


Рис. 3.24 Схема включения (а) и характеристика намагничивания двигателя смешанного возбуждения (б)

Чем больше значение $\Phi_{н.в}$, тем ближе по своим свойствам двигатель со смешанным возбуждением к свойствам двигателя с независимым возбуждением. Напротив, при небольшой МДС обмотки ОВН этот двигатель не имеет существенных отличий от двигателя с последовательным возбуждением. Как правило, обмотка независимого возбуждения двигателя со смешанным возбуждением рассчитывается на создание значительной МДС, обеспечивающей поток при идеальном холостом ходе: $\Phi_{н.в} = (0,7 \div 85)\Phi_{ном}$, при этом скорость идеального холостого хода лежит в пределах

$$\omega_0 = \omega_{ном} \frac{E_0}{E_{ном}} \frac{\Phi_{ном}}{\Phi_0} = (1,3 \div 1,6) \omega_{ном}. \quad (3.63)$$

Уравнения электромеханической и механической характеристик двигателя со смешанным возбуждением совпадают с соответствующими уравнениями для двигателя с последовательным возбуждением:

$$\omega = \frac{U_a}{k\Phi(I_a)} - \frac{R_{я\Sigma}}{k\Phi(I_a)} I_a;$$

$$\omega = \frac{U_a}{k\Phi(I_a)} - \frac{R_{я\Sigma}}{k^2\Phi^2(I_a)} M.$$

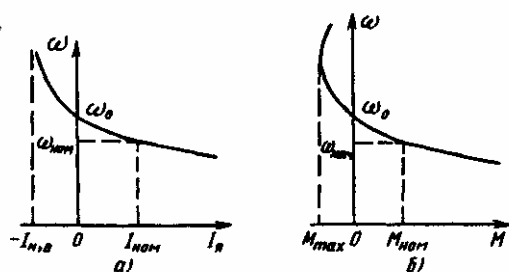


Рис 3.25 Статические естественные характеристики двигателя со смешанным возбуждением

Форма статических характеристик $\omega(I_a)$ и $\omega(M)$ в этом случае определяется представленной на рис.3.24,б кривой

$\Phi(I_{\alpha})$. Сравнивая эту кривую с представленной на рис.3.2, можно установить, что добавление МДС $I_{\text{нв}}\omega_{\text{н}}$ смещает кривую $\Phi(I_{\alpha})$ по оси абсцисс на отрезок $-I_{\text{нв}}$. Соответственно естественная электрохимическая характеристика двигателя со смешанным возбуждением (рис.3.25,а) повторяет форму характеристики двигателя с последовательным возбуждением, если ось ординат сместить на значение этого тока. При токе $I_{\alpha}=0$ $\omega=\omega_0$, и при изменении нагрузки в двигательном режиме от 0 до $M_{\text{ном}}$ скорость изменяется в соответствии с (3.63) в более широких пределах, чем у двигателя с независимым возбуждением. При переводе двигателя в генераторный режим изменение знака МДС обмотки последовательного возбуждения приводит к быстрому снижению потока (рис.3.24,б), который при $I_{\alpha}=-I_{\text{нв}}$ становится равным нулю. Этому значению тока якоря соответствует асимптота, к которой приближается кривая $\omega=f(I_{\alpha})$ при $\omega \rightarrow \infty$.

Естественная механическая характеристика (рис.3.25,б) по форме отличается от электрохимической характеристики. Так как при $I_{\alpha} \rightarrow -I_{\text{нв}}$ поток стремится к нулю, зависимость $\omega=f(M)$ в генераторном режиме имеет максимум и при возрастании скорости асимптотически приближается к оси ординат слева.

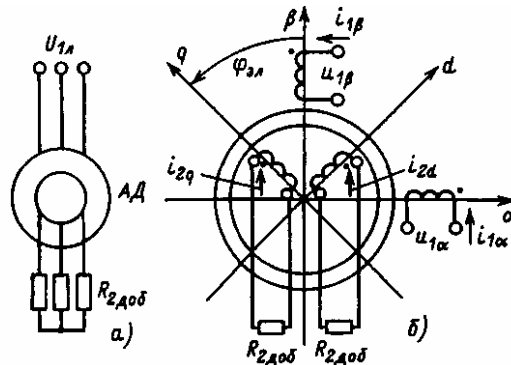
Эффективность режима рекуперативного торможения у двигателя со смешанным возбуждением из-за размагничивающего действия обмотки последовательного возбуждения существенно снижается.

Модуль жесткости механической характеристики с ростом нагрузки в этом режиме уменьшается до значения $\beta=0$, соответствующего максимуму момента M_{max} , а само значение этого момента невелико.

Более благоприятные условия рекуперативного торможения обеспечиваются путем отключения обмотки ОВП при переходе в генераторный режим, при этом в генераторном режиме механическая характеристика становится линейной и имеет жесткость

$$\beta_r = k^2 \Phi_{\text{нв}}^2 / R_{\Sigma} = \text{const.}$$

Рис 3.26 Схемы трехфазного асинхронного двигателя (а) и его двухфазной модели (б)



Таким образом, характеристики двигателя со смешанным возбуждением занимают промежуточное положение между характеристиками двигателей с независимым и с последовательным возбуждением.

3.10. Математическое описание процессов электрохимического преобразования энергии в асинхронном двигателе

Схема включения трехфазного асинхронного двигателя с фазным ротором показана на рис.3.26,а, соответствующая ей двухфазная модель представлена на рис.3.26,б. Математическое описание процессов электрохимического преобразования энергии наиболее удобно получить в синхронных осях x, y , при этом, как было показано в гл. 2, синусоидально изменяющиеся реальные переменные машины преобразуются в постоянные величины, характеризующие проекции изображающего вектора на синхронно с ним вращающиеся координатные оси x и y . Наиболее компактной записью уравнений механической характеристики является комплексная форма. В осях x, y ($\omega_k = \omega_{0\text{эл}}$) эти уравнения можно получить с помощью (2.27), положив $\bar{u}_2 = 0$:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \bar{i}_1 R_1 + d\bar{\Psi}_1/dt + j\omega_{0\text{эл}} \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \bar{i}_2 R_2 + d\bar{\Psi}_2/dt + j(\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \bar{\Psi}_2; \\ M &= p_n L_{12} \text{Im}(\bar{i}_1 \bar{i}_2^*), \end{aligned} \right\} \quad (3.64)$$

где $R_{2\Sigma} = R'_2 + R'_{\text{доб}}$ - суммарное активное сопротивление фазы двигателя

Уравнения потокосцеплений:

$$\bar{\Psi}_1 = L_{11}\bar{i}_1 + L_{12}\bar{i}_2; \quad \bar{\Psi}_2 = L_{12}\bar{i}_1 + L_{22}\bar{i}_2. \quad (3.65)$$

С помощью (3.65) можно выразить токи через потокосцепления:

$$\bar{i}_1 = (L_{22}\bar{\Psi}_1 - L_{12}\bar{\Psi}_2) / (L_{11}L_{22} - L_{12}^2); \quad (3.66)$$

$$\bar{i}_2 = (L_{11}\bar{\Psi}_2 - L_{12}\bar{\Psi}_1) / (L_{11}L_{22} - L_{12}^2). \quad (3.67)$$

Подставив (3.66) и (3.67) в (3.64), можно получить уравнения механической характеристики, выраженные через потокосцепления:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= \frac{R_1 L_{22} \bar{\Psi}_1}{L_{11} L_{22} - L_{12}^2} - \frac{R_1 L_{12} \bar{\Psi}_2}{L_{11} L_{22} - L_{12}^2} + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_{0\text{эл}} \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= \frac{R'_{2\Sigma} L_{11} \bar{\Psi}_2}{L_{11} L_{22} - L_{12}^2} - \frac{R'_{2\Sigma} L_{12} \bar{\Psi}_1}{L_{11} L_{22} - L_{12}^2} + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \bar{\Psi}_2, \end{aligned} \right\}$$

$$M = \frac{p_n L_{12}}{L_{11} L_{22} - L_{12}^2} \text{Im}(\bar{\Psi}_1 \bar{\Psi}_2^*). \quad (3.68)$$

Уравнения (3.64) и (3.68) используются в дальнейшем для анализа динамических свойств асинхронного электромеханического преобразователя. Для анализа статических режимов преобразования энергии используем выражение намагничивающего тока машины

$$\bar{I}_\mu = \bar{I}_1 + \bar{I}_2'. \quad (3.69)$$

С учетом (3.69) уравнения потокосцеплений (3.65) могут быть представлены в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Psi}_1 &= L_{1\sigma} \bar{I}_1 + L_{12} \bar{I}_\mu; \\ \bar{\Psi}_2 &= L_{2\sigma} \bar{I}_2' + L_{12} \bar{I}_\mu, \end{aligned} \right\} \quad (3.70)$$

где $L_{1\sigma} = L_1 - L_{12}$, $L_{2\sigma} = L_2 - L_{12}$ - индуктивности рассеяния статорной и роторной обмоток.

Приняв для статического режима в (3.64)

$$d\bar{\Psi}_1/dt = d\bar{\Psi}_2/dt = 0,$$

запишем первые два уравнения этой системы так

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1(R_1 + jx_1) + j\bar{I}_\mu x_\mu; \\ 0 &= \bar{I}_2'(R'_{2\Sigma} + jx_2's) + j\bar{I}_\mu x_\mu s, \end{aligned} \right\} \quad (3.71)$$

где

$$x_1 = \omega_{0\text{эл}} L_{1\sigma}; \quad x_2' = \omega_{0\text{эл}} L_{2\sigma}; \quad x_\mu = \omega_{0\text{эл}} L_{12};$$

$$s = (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) / \omega_{0\text{эл}} = (\omega_0 - \omega) / \omega_0.$$

В уравнениях (3.71) величина $\bar{I}_\mu \cdot x_\mu$ представляет собой ЭДС фазы двигателя

$$\bar{E}_1 = -\bar{E}_2' = j\bar{I}_\mu x_\mu = j\omega_{0\text{эл}} L_{12} \bar{I}_\mu = j\omega_{0\text{эл}} \Psi_\mu,$$

поэтому их можно записать так:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= \bar{I}_1 R_1 + j\bar{I}_1 x_1 + \bar{E}_1; \\ \bar{E}_2' &= \bar{I}_2' R'_{2\Sigma} / s + j\bar{I}_2' x_2'. \end{aligned} \right\} \quad (3.72)$$

Уравнения (3.72) записаны для двухфазной модели двигателя. Как было показано в §2.4, переменные двухфазной модели пропорциональны переменным реального двигателя, поэтому они являются также уравнениями электрического равновесия в комплексной форме, записанными для любой фазы реального асинхронного двигателя при его работе в статическом режиме. Им соответствуют схемы замещения фазы и векторная диаграмма, представленные на рис.3.27.

Таким образом, математический аппарат обобщенной машины позволяет достаточно просто как частный случай получить традиционные уравнения электрического равновесия, схему за-

мещения и векторную диаграмму для статических режимов работы, известные из курса электрических машин.

Без большой погрешности намагничивающую ветвь схемы рис.3.27,а можно вынести на выводы напряжения сети; соответствующая этому допущению схема замещения фазы асинхронного двигателя представлена на рис.3.27,б. Ошибка, вносимая этим допущением, невелика потому, что в схеме рис.3.27,б не учитывается лишь влияние падения напряжения на сопротивлениях обмотки статора от намагничивающего тока I_μ на определяемый схемой ток ротора. Следует иметь в виду, что эта схема не дает правильных представлений о зависимости намагничивающего тока от нагрузки двигателя, так как определяет неизменное значение этого тока $I_\mu = U_1/x_\mu = \text{const.}$

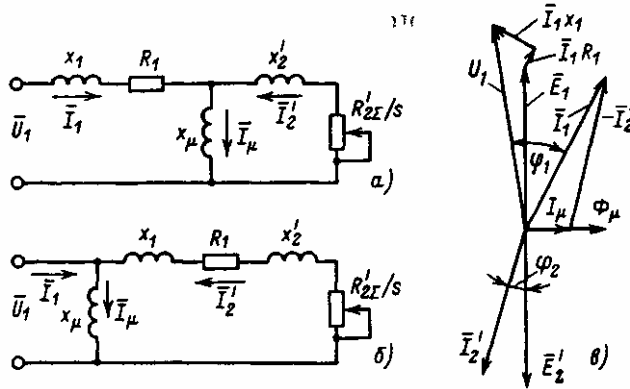


Рис 3.27 Схемы замещения фазы (а, б) и векторная диаграмма (в) асинхронного двигателя

3.11. Статические характеристики асинхронных двигателей

Для получения выражений статических характеристик с помощью приведенной на рис.3.27,б упрощенной схемы замещения определим вначале ток фазы ротора как функцию параметров двигателя:

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_{2\Sigma}'/s)^2 + x_k^2}}, \quad (3.73)$$

где $x_k = x_1 + x_2'$ - индуктивное сопротивление короткого замыкания

Активная электромагнитная мощность, передаваемая через воздушный зазор ротору двигателя, может быть записана в виде

$$P_{12} = 3I_2'^2 R_{2\Sigma}'/s = \frac{3U_1^2 R_{2\Sigma}'/s}{(R_1 + R_{2\Sigma}'/s)^2 + x_k^2} \quad (3.74)$$

или же через электромагнитный момент и скорость поля двигателя:

$$P_{12} = M\omega_0 \quad (3.75)$$

Приравняв (3.74) и (3.75), получаем уравнение статической механической характеристики двигателя в виде зависимости

$$M = \frac{3U_1^2 R_{2\Sigma}'}{\omega_0 s [(R_1 + R_{2\Sigma}'/s)^2 + x_k^2]}. \quad (3.76)$$

Анализ функции (3.76) показывает, что она имеет точки экстремума; критическое скольжение, соответствующее экстремуму, может быть определено путем дифференцирования (3.76) по s и последующего приравнения нулю этой производной:

$$s_k = \pm R_{2\Sigma}' / \sqrt{R_1^2 + x_k^2}. \quad (3.77)$$

Подставляя (3.77) в (3.76), получаем выражение критического момента:

$$M_k = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 [R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + x_k^2}]}. \quad (3.78)$$

С учетом (3.77) и (3.78) уравнение (3.76) может быть после преобразований представлено в

форме так называемой уточненной формулы Клосса:

$$M = \frac{2M_K(1 + as_K)}{s/s_K + s_K/s + 2as_K}, \quad (3.79)$$

где $a = R_1/R'_{2\Sigma}$

Нетрудно видеть, что при $s \ll s_K$ механическая характеристика близка к линейной зависимости $M = 2M_K \cdot s/s_K$, а в области больших скольжений ($s \gg s_K$) имеет гиперболический характер: $M = 2M_K \cdot s_K/s$. При $s = s_K$ момент принимает максимальные значения, причем в двигательном режиме ($s_{КДВ} > 0$) соответствующее значение критического момента $M_{КДВ}$, как это следует из (3.78), меньше, чем $M_{КГ}$ генераторном режиме ($s_{КГ} < 0$). С помощью (3.78) можно эту разницу оценить количественно

$$M_{КГ} = M_{КДВ} \frac{R_1 + \sqrt{R_1^2 + x_K^2}}{R_1 - \sqrt{R_1^2 + x_K^2}} = -M_{КДВ} \frac{1 + a|s_K|}{1 - a|s_K|}, \quad (3.80)$$

где $|s_K|$ - модуль критического скольжения.

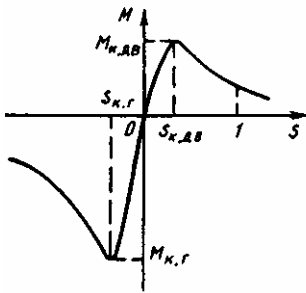


Рис. 3.28. Механическая характеристика асинхронного двигателя

В соответствии с изложенным механическая характеристика асинхронного двигателя $M = f(s)$ имеет вид, показанный на рис.3.28. Для правильного понимания особенностей статических режимов преобразования энергии в асинхронном двигателе по-

лезно установить физические причины, определяющие такой характер зависимости момента двигателя от скольжения. С этой целью получим формулу, связывающую момент двигателя M , ток I'_2 и результирующий магнитный поток Φ_μ .

Результирующий поток связан с ЭДС двигателя соотношением

$$E_1 = E'_2 = \omega_{0эл} L_{12} I_{\mu \max} / \sqrt{2} = \omega_{0эл} \Psi_{\mu \max} / \sqrt{2} = 4,44 f_1 w_1 \Phi_{\mu \max} \equiv f_1 \Phi_\mu. \quad (3.81)$$

Исходя из выражения электромагнитной мощности, с учетом (3.81) можно записать

$$M = \frac{P_{12}}{\omega_0} = \frac{3E'_2 I'_2 \cos \varphi_2}{\omega_0} = k \Phi_\mu I'_2 \cos \varphi_2. \quad (3.82)$$

Из (3.82) следует, что зависимость момента от скольжения определяется характером изменений потока, тока ротора и $\cos \varphi_2$ при изменениях скольжения. Зависимость $I'_2 = f(s)$ была уже получена [см. (3.73)]. Рассматривая формулу (3.73), можно убедиться, что при возрастании момента в области двигательного режима ($s > 0$) ток ротора монотонно возрастает, стремясь при $s \rightarrow \infty$ к асимптоте:

$$I'_{2\text{пред}} = U_1 / \sqrt{R_1^2 + x_K^2}.$$

В генераторном режиме ($s < 0$) легко обнаруживается максимум: $I'_{2\max} = U_1/x_K$, соответствующий $s_{гр} = -R'_{2\Sigma}/R_1 = -1/a$, причем при $s \rightarrow -\infty$ ток ротора стремится к той же асимптоте, что и в двигательном режиме. Соответственно зависимость $I_2(s)$ имеет вид, показанный на рис.3.29,а.

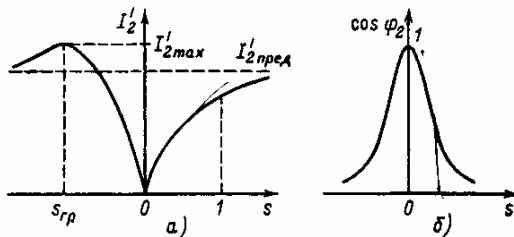


Рис. 3.29. Зависимость тока I'_2 и $\cos \varphi_2$ от скольжения

Зависимость $\cos \varphi_2$ от скольжения (рис.3.29,б) можно получить с помощью схемы замещения рис.3.27,а:

$$\cos \varphi_2 = R'_{2\Sigma} / \sqrt{R'^2_{2\Sigma} + x'^2_{2\Sigma} s^2}. \quad (3.83)$$

Следовательно, $\cos \varphi_2$ при возрастании модуля скольжения монотонно убывает, стремясь при $s \rightarrow \infty$ к нулю, и зависимость его от скольжения имеет вид, показанный на рис.3.29,б.

Если принять магнитный поток $\Phi = \text{const}$, можно прийти к выводу, что в соответствии с (3.82) момент двигателя при малых скольжениях, где $\cos \varphi_2$ изменяется медленно, должен возрастать при увеличении скольжения примерно пропорционально току I_2 . В области больших скольжений ток I_2 приближается к значению $I_{2\text{пред}}$ и изменяется мало, при этом момент, как следует из (3.82), должен снижаться примерно по тому же закону, что и $\cos \varphi_2$. Нетрудно видеть, что форма зависимости $M=f(s)$ соответствует изложенному; максимум момента наступает при скольжении, которому соответствует $d(I_2 \cos \varphi_2)/ds=0$.

В действительности ЭДС E_1 и магнитный поток Φ_μ двигателя при работе в двигательном режиме по мере роста нагрузки и связанного с ним падения напряжения в цепи статора снижаются. Снижение это имеет монотонный характер и добавляется к рассмотренному выше влиянию изменений $\cos \varphi_2$, не меняя характера зависимости $M=f(s)$. Наличие максимума тока в кривой $I_2=f(s)$ в области генераторного режима объясняется тем, что в связи с изменением фазы тока статора и падения напряжения на сопротивлении R_1 , ЭДС двигателя и поток Φ в области малых скольжений продолжают возрастать и превышают значения, соответствующие идеальному холостому ходу. При больших скольжениях определяющим становится падение напряжения на сопротивлении x_1 , здесь ЭДС и поток снижаются аналогично снижению ЭДС и потока в двигательном режиме работы. Этим обусловлены максимум ЭДС и потока в генераторном режиме и соответствующий ему максимум тока ротора. Как следствие, в соответствии с (3.81) максимум момента в генераторном режиме при $R_1 \neq 0$ больше, чем в двигательном.

Естественная механическая характеристика $\omega=f(M)$ для асинхронного двигателя с фазным ротором представлена на рис.3.30,а. Рабочий участок характеристики, соответствующий $\omega_{\text{кп}} > \omega > \omega_{\text{кдв}}$, обладает высокой жесткостью, модуль которой при $M < M_{\text{ном}}$ практически постоянен, а при $M_{\text{ном}} < M < M_{\text{к}}$ с возрастанием момента двигателя постепенно уменьшается и при $\omega = \omega_{\text{к}}$ становится равным нулю. Дальнейшее снижение скорости приводит к уменьшению электромагнитного момента, что соответствует изменению знака статической жесткости $R_{\text{ст}}$, которая становится положительной. Этот участок характеристики вплоть до $\omega=0$ обычно для двигателей с фазным ротором не используется, и форма характеристики в этой области для таких двигателей существенного значения не имеет. Как показано на рис.3.30,а, двигательному режиму работы соответствуют скольжения от $s=1$ до $s=0$.

Если ротор двигателя вращать против поля ($\omega < 0$, $s > 1$), двигатель переходит в тормозной режим противовключения. В этом режиме на естественной характеристике двигателя с фазным

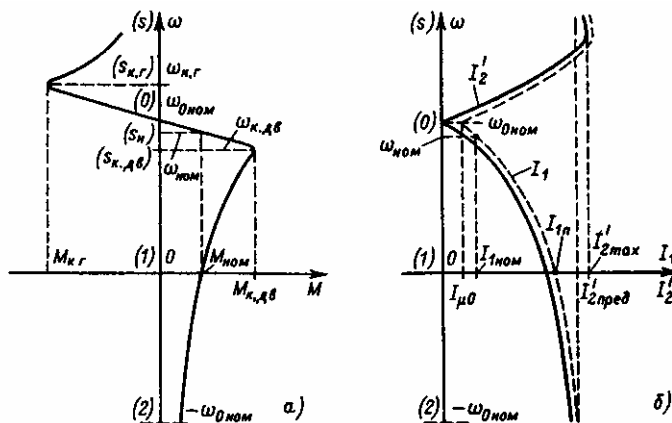


Рис 3.30. Естественная механическая (а) и электромеханическая (б) характеристики асинхронного двигателя

ротором поток снижен, $\cos \varphi_2$ весьма мал, поэтому двигатель развивает небольшие значения тормозного момента, потребляя из сети в основном реактивный ток, превышающий номинальный в 5-10 раз. Поэтому режим противовключения на естественной характеристике двигателя с фазным ротором также на практике не используется.

Область $\omega > \omega_0$ ($s < 0$) соответствует генераторному режиму работы параллельно с сетью. При $\omega_0 < \omega < \omega_{\text{кп}}$ подводимая к двигателю механическая энергия частично теряется в двигателе в виде теплоты, а в основном отдается в сеть. Однако при дальнейшем возрастании скорости и соответствующем увеличении частоты тока ротора происходит постепенное уменьшение коэффициента мощности двигателя, который при $s=s_{\text{гр}}$ становится равным нулю. При скорости $\omega_{\text{гр}}$, соответствующей $s_{\text{гр}}$, отдаваемая в сеть активная

мощность равна нулю, т.е. вся подведенная к двигателю механическая энергия теряется в виде теплоты в двигателе. Поэтому при $\omega_0 < \omega < \omega_{гр}$ имеет место режим рекуперативного торможения, при $\omega = \omega_{гр}$ наступает режим динамического торможения, а при $\omega > \omega_{гр}$ двигатель начинает потреблять энергию из сети, как и при режиме противовключения.

Максимальное значение момента двигателя в двигательном режиме определяет его перегрузочную способность. При этом необходимо иметь в виду, что M_k зависит от квадрата приложенного напряжения U_1 , вследствие чего асинхронный двигатель весьма чувствителен к колебаниям напряжения сети. В каталожных данных для асинхронных двигателей указывается перегрузочная способность двигателя при номинальном напряжении $\lambda = M_k / M_{ном}$. При определении момента допустимой перегрузки следует учитывать возможное снижение напряжения сети на 10%:

$$M_{доп} = (U_1 / U_{1ном})^2 \lambda M_{ном} \approx 0,8 \lambda M_{ном}.$$

Электромеханические естественные характеристики асинхронного двигателя $\omega = f(I_1)$ и $\omega = f(I_2)$ показаны на рис.3.30,б. Зависимость $\omega = f(I_2)$ построена с помощью (3.73) и соотношения $\omega = \omega_0(1 - s)$ (сплошная кривая). В ней отражены все рассмотренные выше особенности зависимости $I_2 = f(s)$ (рис.3.29,а) Кривая $\omega = f(I_1)$ в основном повторяет форму кривой $\omega = f(I_2)$, так как определяется соотношением $\bar{I}_1 = \bar{I}_\mu - \bar{I}_2$. Она показана на рис.3.30,б штриховой кривой, которая имеет наиболее значительные отклонения от кривой $\omega = f(I_2)$ в области идеального холостого хода. Действительно, при $\omega = \omega_0$ ток ротора равен нулю, а статор потребляет из сети ток холостого хода I_0 , основной составляющей которого является намагничивающий ток $I_{\mu 0}$. По мере роста тока ротора эти кривые сближаются.

Двигатель с фазным ротором благодаря выведенным на контактные кольца выводам роторной обмотки обеспечивает возможность изменения параметров цепи ротора путем введения различных добавочных сопротивлений. Наиболее широко используется включение в цепь ротора добавочных активных сопротивлений, как показано на рис.3.26,а. При этом в соответствии с (3.78) максимум момента M_k не претерпевает изменений, а критическое скольжение (3.77) увеличивается пропорционально суммарному сопротивлению роторной цепи $R_{2\Sigma} = R'_2 + R'_{2доб}$. По-

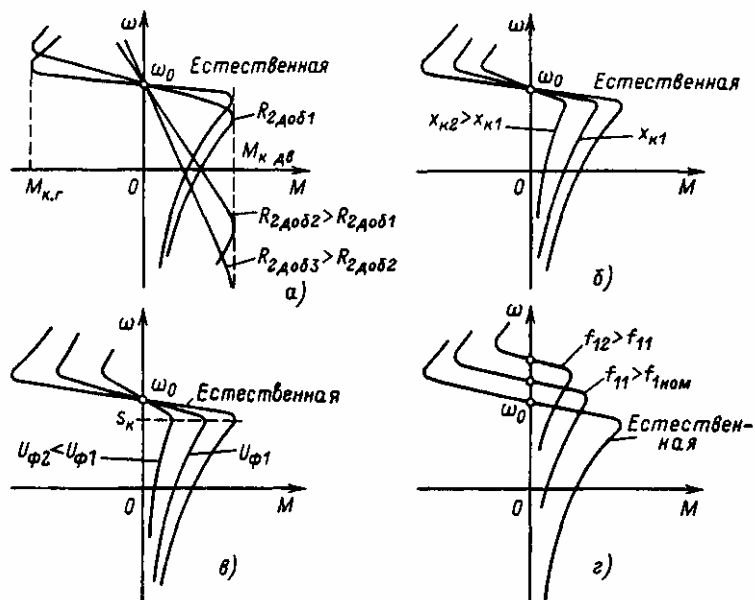


Рис 3.31 Естественные и искусственные механические характеристики асинхронного двигателя

этому механические характеристики двигателя при введении в ротор добавочных активных сопротивлений имеют вид, показанный на рис.3.31,а.

Рассматривая эти характеристики, можно установить, что введение добавочных активных сопротивлений в цепь ротора при пуске двигателя и при торможении противовключением является эффективным средством ограничения тока и повышения момента двигателя. Переключением сопротивлений можно обеспечить работу двигателя во всех режимах в пределах рабочего участка механических характеристик. В частности, плавным уменьшением сопротивления $R'_{2доб}$ при торможении

противовключением и последующем пуске в противоположном направлении можно обеспечить постоянство тормозного и пускового моментов двигателя в этих режимах.

Модуль жесткости рабочего участка механической характеристики при введении сопротивления находится при данном M в обратно пропорциональной зависимости от $R'_{2\Sigma}$, поэтому реостатные характеристики двигателя при больших добавочных сопротивлениях имеют невысокую жесткость.

Искусственные характеристики, соответствующие изменению x_k , которое может быть достигнуто введением добавочных индуктивных сопротивлений в цепь статора или ротора, пред-

ставлены на рис.3.31,д. В соответствии с (3.77) и (3.78) увеличение x_k приводит к уменьшению S_k и M_k , этим и объясняется форма указанных характеристик. Заметим, что последовательное введение в силовую цепь двигателя емкостного сопротивления позволяет снижать x_k и вследствие этого увеличивать перегрузочную способность двигателя. Однако на практике эта возможность в связи с трудностями реализации используется редко.

Характеристики, показанные на рис.3.31,б, дают представление и о форме искусственных механических характеристик, которые могут быть получены введением добавочных активных сопротивлений в цепь статора $R_{\text{доб}}$. Как это следует из соотношений (3.77) и (3.78), этот параметр влияет на S_k и M_k аналогично влиянию x_k .

Несколько подробнее необходимо остановиться на влиянии на электромеханические свойства асинхронного двигателя изменений напряжения и частоты тока, подводимого к его статору. В пределах рабочего участка механической характеристики, когда ток статора не превышает существенно номинальное значение, ЭДС двигателя E_1 незначительно отличается от напряжения сети, поэтому можно приближенно записать

$$U_1 \approx E_1 = 4,44 f_1 w_1 \Phi_{\mu \max} \quad (3.84)$$

Из (3.84) следует, что при неизменной частоте ($f_1 = \text{const}$) изменения напряжения приводят к соответствующим изменениям магнитного потока двигателя. Так как в номинальном режиме магнитная цепь двигателя насыщена (рис.3.32), то повышение напряжения сверх номинального приводит при прочих равных условиях к быстрому возрастанию тока намагничивания I_{μ} . У двигателей нормального исполнения ток холостого хода $I_0 \approx I_{\mu 0} \approx (0,25 \div 0,35) \cdot I_{\text{ном}}$, поэтому повышение напряжения на 20-30% может увеличивать ток холостого хода до значений, превышающих номинальный ток $I_{\text{ном}}$, и двигатель может нагреваться этим током сверх допустимой температуры даже при отсутствии полезной нагрузки на его валу. При тех же условиях снижение напряжения вызывает в соответствии с (3.84) уменьшение магнитного потока.

Следовательно, напряжение, приложенное к обмоткам статора асинхронного двигателя, при $f_1 = \text{const}$ может рассматриваться как управляющее воздействие, определяющее поток двигателя, так же как и напряжение U_b , приложенное к обмотке возбуждения двигателя постоянного тока. Форма механических характеристик при $f_1 = \text{const}$ и $U_1 = \text{var}$ показана на рис.3.31,в. Она определяется соотношениями (3.77) и (3.78), из которых следует, что скольжение S_k при этом остается неизменным, а критический момент уменьшается пропорционально квадрату напряжения.

Во всех рассмотренных вариациях параметров скорость идеального холостого двигателя ω_0 оставалась неизменной. Изменения частоты тока статора, приводят к пропорциональному изменению величины $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_1 / p_n$, но одновременно при $U_1 = \text{const}$ вызывают обратно пропорциональные изменения потока двигателя Φ_{μ} . Так как в номинальном режиме машина насыщена (рис.3.32), при $U_1 = U_{\text{ном}}$ допустимо только увеличение частоты $f_1 \geq f_{\text{ном}}$, что вызывает соответствующее уменьшение потока Φ_{μ} . В соответствии с (3.78) увеличение f_1 приводит к уменьшению критического момента из-за увеличения ω_0 и повышения реактансов рассеяния $x_k = x_{k(f_1 \text{ ном})} f_1 / f_{\text{ном}}$. Критическое скольжение при этом также уменьшается, а скорость идеального холостого хода увеличивается, как показано на рис.3.31,г.

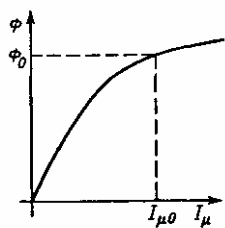


Рис 3.32 Кривая намагничивания асинхронного двигателя

При необходимости уменьшения частоты $f_1 < f_{\text{ном}}$ для снижения скорости $\omega_0 < \omega_{\text{ном}}$ необходимо дополнительно изменять напряжение питания U_1 таким образом, чтобы поток поддерживался примерно постоянным. Соответственно наиболее эффективные возможности управления асинхронным двигателем обеспечиваются использованием в качестве управляющего воздействия в канале регулирования скорости частоты f_1 а в канале регулирования потока напряжения U_1 .

Приведенный анализ основан на предположении, что при данной механической характеристике в любой ее точке параметры двигателя R_1 , R'_2 , x_1 , x'_2 остаются неизменными. Известно, что это допущение вполне приемлемо в пределах рабочего участка механической характеристики, а при $s > S_k$ является в большинстве случаев грубым. При больших токах сказывается насыщение зубцов, что вызывает уменьшение индуктивного сопротивления рассеяния. С возрастанием частоты тока ротора существенно проявляется эффект вытеснения тока, вызывающий увели-

чение активного сопротивления роторной обмотки R'_2 . Для двигателя с фазным ротором, которым можно управлять таким образом, чтобы во всех режимах обеспечивалась работа в пределах рабочего участка его характеристик, указанные изменения параметров не имеют существенного значения. В наиболее массовом варианте асинхронного электропривода с короткозамкнутым ротором двигателя влияние изменений параметров весьма существенно и его необходимо иметь в виду.

Схема включения асинхронного короткозамкнутого двигателя приведена на рис.3.33,а, а варианты статических механических характеристик показаны на рис.3.33,б. В отличие от двигателя с фазным ротором пуск короткозамкнутого двигателя осуществляется в большинстве практических случаев прямым включением его обмотки статора в сеть, а для торможения используется режим противовключения. Поэтому область механической характеристики при $s > s_K$ имеет для такого двигателя важное значение и определяет его пусковые и тормозные возможности. Момент M_n , развиваемый двигателем при $\omega=0$ ($s=1$), является важным показателем, включаемым в число каталожных данных двигателя в виде величины $M_n/M_{ном}$. Практически при оценке пускового момента следует учитывать возможность понижения напряжения сети на 10% при снижении каталожного значения M_n на 20%. Кроме того, для короткозамкнутых двигателей в каталогах указывается кратность пускового тока $I_{1п}/I_{1ном}$.

Для сокращения длительности переходных процессов пуска и торможения желательно увеличивать пусковой и тормозной моменты, а для уменьшения нагрузок на сеть полезно ограничивать пусковые и тормозные токи двигателя. Если двигатель имеет ротор с круглыми пазами, то изменения сопротивления роторной обмотки, обусловленные эффектом вытеснения тока, хотя и вызывают отклонения формы механической характеристики от определяемой (3.79), но не обеспечивают значительного увеличения пускового и тормозного моментов и заметного ограничения соответствующих токов (см. кривую 7 на рис.3.33,б). Изготовление двигателя с увеличенным сопротивлением роторной клетки дает модификацию, называемую двигателем с повышенным скольжением (штриховая кривая 2 на рис.3.33,б). При этом достигается увеличение пускового и тормозных моментов, но понижается жесткость рабочего участка механической характеристики, снижается номинальная скорость и возрастают потери в роторной цепи двигателя: $\Delta P_2 = M\omega_0 - M\omega = M\omega_0 s$. (3.85)

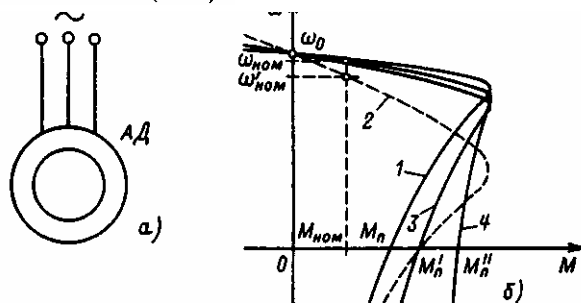


Рис 3.33. Схема (а) и механические характеристики (б) асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Соотношение (3.85) свидетельствует о том, что потери в роторной цепи при $M=\text{const}$ пропорциональны скольжению. Двигатели с повышенным скольжением имеют номинальное скольжение $s_{ном}=0,04 \div 0,12$, что в 2-3 раза превышает номинальное скольжение того же двигателя нормального исполнения. Соответственно возрастают номинальные потери двигателя, что вынуждает при прочих равных условиях снижать допустимый по нагреву (т.е. номинальный) момент и номинальную мощность двигателя. Увеличение потерь в роторной цепи вызывает также снижение КПД двигателя, поэтому обычно двигатели с повышенным скольжением в установках, работающих длительно с номинальной нагрузкой, не используются.

Более сильно зависит от скольжения активное сопротивление двигателей с глубоким пазом (кривая 3) и особенно с двойной беличьей клеткой (кривая 4 на рис.3.33,б). Сопротивление роторной обмотки таких двигателей в номинальном режиме невелико, но сильно увеличивается при возрастании частоты тока ротора в пусковых режимах и режиме противовключения. Подбором параметров двойной клетки удастся обеспечить практическое постоянство момента двигателя в переходных процессах и в то же время обеспечить высокую жесткость рабочего участка механической характеристики и значения КПД, близкие к двигателям нормального исполнения.

Кроме того, увеличение активного сопротивления двойной беличьей клетки при больших скольжениях ограничивает потребляемый двигателем ток.

3.12. Динамические свойства асинхронного электромеханического преобразователя при питании от источника напряжения

Математическое описание динамических процессов преобразования энергии в §3.10 было получено в предположении, что двигатель получает питание от сети или от индивидуального преобразователя, обладающего свойствами источника напряжения, т. е. источника, напряжение которого при изменении тока нагрузки остается неизменным. Проведем с его помощью анализ динамических свойств асинхронного преобразователя, рассматривая его как объект управления. Как было показано, для реализации управления моментом и скоростью двигателя в широких пределах при благоприятных условиях необходимо изменять частоту подведенного напряжения, воздействуя на скорость поля и амплитуду напряжения, определяющую при данной частоте магнитный поток двигателя.

Анализ динамических процессов преобразования энергии в асинхронном двигателе представляет собой сложную задачу в связи с существенной нелинейностью уравнений (3.64) и (3.68), обусловленной наличием произведений переменных. Исследование динамических процессов при широких пределах изменения скорости целесообразно вести с применением вычислительной техники. Для этих целей удобную форму математического описания дает (3.68), если решить каждое уравнение относительно производной потокоцепления и записать:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{1x}}{dt} &= u_{1x} - \frac{R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{1x} + \frac{R_1 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{1y} \\ \frac{d\Psi_{1y}}{dt} &= u_{1y} - \frac{R_1 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{1y} + \frac{R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{1x} \\ \frac{d\Psi_{2x}}{dt} &= -\frac{R'_2 L_1}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{2x} + \frac{R'_2 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{2y} \\ \frac{d\Psi_{2y}}{dt} &= -\frac{R'_2 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{2y} + \frac{R'_2 L_1}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \Psi_{2x} \\ M &= \frac{p_n L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} (\Psi_{1y} \Psi_{2x} - \Psi_{1x} \Psi_{2y}). \end{aligned}$$

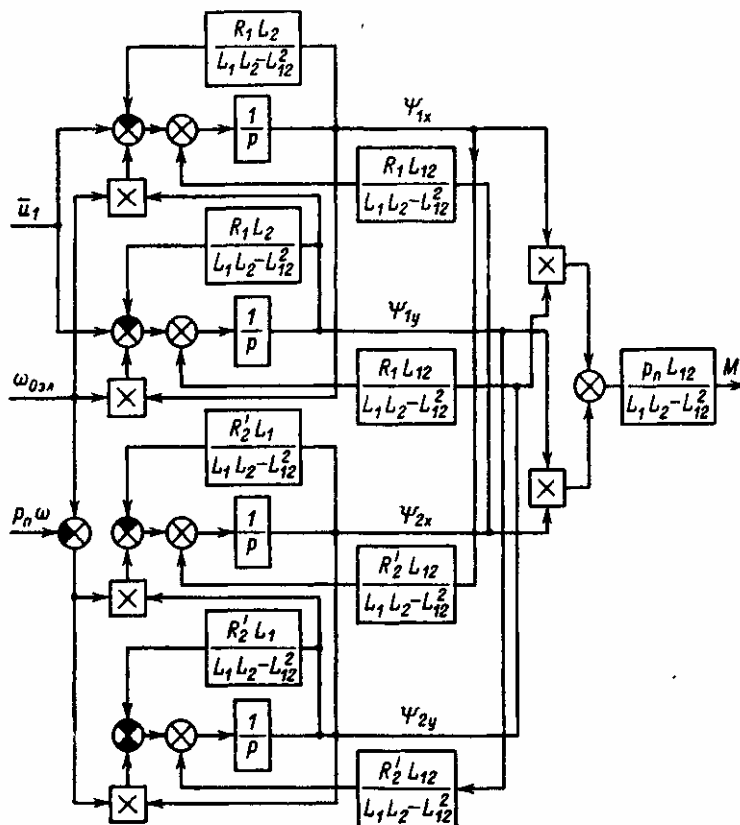


Рис. 3.36. Структурная схема асинхронного двигателя при питании от источника напряжения

Структурная схема электромеханического преобразования энергии в асинхронном двигателе при питании от источника напряжения представлена на рис.3.36. Рассматривая ее, можно видеть два управляющих воздействия: $\omega_{0эл}$ и $\bar{u}_1$ определяющих при данной скорости ротора ω изменения электромагнитного момента двигателя M . Для обеспечения определенных условий протекания процессов между изменениями $\omega_{0эл}$ и $\bar{u}_1$ должна устанавливаться взаимосвязь, которую называют законами частотного управления. Аналитические оценки динамических свойств асинхронного электромеханического преобразователя могут быть получены для режимов малых отклонений скорости от статического значения путем

разложения (3.86) в ряд Тэйлора. В частности, таким путем устанавливаются динамические свойства преобразователя в области рабочего участка механической характеристики $s < S_K$ в режимах, когда магнитный поток машины изменяется незначительно.

Здесь рассматривается динамический режим работы двигателя, имеющий место по истечении времени после подключения к источнику переменного напряжения, достаточного для затухания свободных составляющих, обусловленных переходным процессом включения. При этом предполагается, что отклонения скорости от значения, определяемого статической характеристикой, малы, а изменения токов не вызывают существенных изменений потокосцепления статора $\bar{\Psi}_1$.

Для этих условий, положив $d\bar{\Psi}_1/dt=0$, с помощью (3.64) можно определить потокосцепление статора по формуле

$$\bar{\Psi}_1 = (\bar{u}_1 - \bar{i}_1 R_1) / j\omega_{0эл} \quad (3.87)$$

Следовательно, при питании от источника напряжения при неизменной частоте $\omega_{0эл} = \text{const}$ изменения Ψ_1 вызываются только изменениями падения напряжения на активном сопротивлении статора R_1 . Если принять $R_1=0$, то при неизменной частоте постоянство $\bar{u}_1$ обеспечивает постоянство потокосцепления в широких пределах изменения скорости. При изменениях частоты f_1 и $R_1=0$ для поддержания постоянным $\bar{\Psi}_1$ достаточно изменять напряжение пропорционально частоте:

$$\bar{\Psi}_1 = -j \frac{\bar{u}_1}{\omega_{0эл}} = -\frac{j}{2\pi} \left(\frac{U_1}{f_1} \right) \quad (3.88)$$

Соотношение (3.88) определяет закон частотного управления $U_1/f_1 = \text{const}$.

Пусть к обмоткам статора обобщенной машины приложена система синусоидальных напряжений, которым соответствует изображающий вектор $\bar{u}_1$ совпадающий по направлению с осью x , т. е. в осях x, y

$$u_{1x} = U_{1\max} = \text{const}; \quad u_{1y} = 0.$$

Тогда в соответствии с (3.88)

$$\Psi_{1x} = 0; \quad \Psi_{1y} = -U_{1\max} / \omega_{0эл} = \text{const}.$$

Таким образом, для рассматриваемых условий процессы электромеханического преобразования в асинхронном двигателе описываются тремя последними уравнениями системы (3.86). Выполним вспомогательные преобразования:

$$\begin{aligned} \frac{R'_2 L_1}{L_1 L_2 - L_{12}^2} &= \frac{\omega_{0эл \text{ ном}} R'_2 (x_{1н} + x_{\mu н})}{(x_{1н} + x_{\mu н})(x'_{2н} + x_{\mu н}) - x_{\mu н}^2} = \\ &= \frac{\omega_{0эл \text{ ном}} R'_2}{\frac{x_{\mu н}}{x_{1н} + x_{\mu н}} x_{1н} + x'_{2н}} \approx \frac{\omega_{0эл \text{ ном}} R'_2}{x_{1н} + x'_{\mu н}} = \omega_{0эл \text{ ном}} S_K. \end{aligned}$$

Здесь индексом «н» обозначено, что индуктивные сопротивления $x_{1н}$, $x_{2н}$, $x_{\mu н}$ соответствуют номинальной частоте сети $\omega_{0эл \text{ ном}}$; учтено, что $x_{\mu н} \gg x_{2н}$; S_K определено из (3.77) при $R_1=0$. С учетом полученных значений Ψ_{1x} и Ψ_{1y} и последнего соотношения три указанных уравнения системы (3.86) запишутся в виде

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2x} + T_3 \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - \frac{s_a}{s_K} \Psi_{2y} &\approx 0; \\ \Psi_{2y} + T_3 \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + \frac{s_a}{s_K} \Psi_{2x} &= -\frac{L_{12}}{L_1} \frac{U_{1\max}}{\omega_{0эл}}; \\ M &= \frac{p_\pi L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \left(-\frac{U_{1\max}}{\omega_{0эл}} \right) \Psi_{2x}, \end{aligned} \right\} \quad (3.89)$$

здесь

$$T_3 = 1 / \omega_{0эл \text{ ном}} S_K$$

- электромагнитная постоянная времени;

$$s_a = (\omega_{0эл} - \omega_{эл}) / \omega_{0эл ном} = (\omega_0 - \omega) / \omega_{0 ном}$$

абсолютное скольжение, равное отношению отклонения скорости двигателя ω от скорости поля ω_0 при любой частоте f_1 к скорости поля $\omega_{0 ном}$ при частоте $f_{1 ном}$.

Положим $d/dt = p$ и произведем преобразования алгебраизированных уравнений (3.89), имея в виду, что эти уравнения нелинейны и поэтому допустимы только такие их преобразования, при которых строго сохраняется предусмотренный исходными уравнениями порядок дифференцирования переменных. С этой целью вначале из первого уравнения определим Ψ_2 :

$$\Psi_{2y} = \frac{s_k}{s_a} (1 + T_3 p) \Psi_{2x}, \quad (3.90)$$

Подставив (3.90) во второе уравнение системы (3.89) с соблюдением получающегося порядка дифференцирования переменных, получим

$$\Psi_{2x} = - \frac{(L_{12}/L_1)(U_{1 max}/\omega_{0эл})}{(1 + T_3 p) \left[\frac{s_k}{s_a} (1 + T_3 p) \right] + \frac{s_a}{s_k}}. \quad (3.91)$$

Подстановка (3.91) в третье уравнение системы (3.89) дает искомое выражение механической характеристики:

$$M = \frac{2M_k}{(1 + T_3 p) \left[\frac{s_k}{s_a} (1 + T_3 p) \right] + \frac{s_a}{s_k}}, \quad (3.92)$$

где

$$M_k = \frac{1}{2} \frac{p_n L_{12}^2 / L_1 (U_{1 max}/\omega_{0эл})^2 \omega_{0эл ном}^2}{\omega_{0эл ном}^2 (L_1 L_2 - L_{12}^2)} =$$

$$= \frac{1}{2} \frac{p_n (U_{1 max}/\omega_{0эл})^2 \omega_{0эл ном}}{\left(x_{1н} + x'_{2н} + x_{1н} x'_{2н} \frac{2x_{\mu н} + x'_{2н}}{x_{\mu н}^2} + \frac{x_{2н}^2}{x_{\mu н}} \right)} \approx \frac{3(U_1/\omega_0)^2 \omega_{0 ном}}{2(x_{1н} + x'_{2н})}.$$

В последней записи критического момента M_k произведен переход от максимального напряжения $U_{1 max}$ двухфазной модели двигателя к реальному действующему значению напряжения на фазе трехфазного двигателя U_1 . По формуле (2.37)

$$U_{1 max(2ф)} = \frac{3}{2} k_c U_{1 max(3ф)} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} U_1 = \sqrt{3} U_1.$$

Кроме того, учтено, что $x_{\mu н} \gg x_{1н}$ и $x_{\mu н} \gg x'_{2н}$. Нетрудно убедиться, что полученное значение M_k совпадает с определяемым по (3.78) при $R_1=0$ и $\omega_0=\omega_{0 ном}$. Таким образом, полученное приближенное уравнение механической характеристики в качестве частного случая статического режима работы ($p=0$) дает уравнение статической механической характеристики (3.79) при $R_1 \approx 0$. Однако оно выражено в функции абсолютного скольжения s_a :

$$M = \frac{2M_k}{s_k/s_a + s_a/s_k}, \quad (3.93)$$

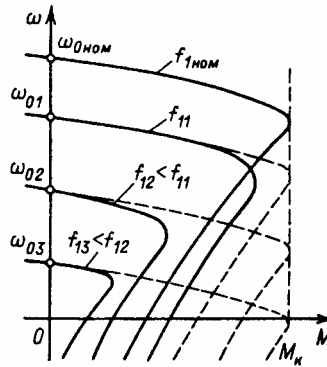
поэтому не только приближенно описывает естественную характеристику двигателя ($\omega_0=\omega_{0 ном}$), но и определяет искусственные механические характеристики двигателя, соответствующие различной частоте питающего напряжения f_1 при изменении напряжения по закону $U_1/f_1 = \text{const}$. Как следует из (3.93) и выражения M_k в (3.92), при $R_1=0$ механические характеристики инвариантны относительно абсолютного скольжения s_a и представляются зависимостями $\omega=f(M)$, показанными для различных частот пунктирными кривыми на рис.3.37. Реально в (3.87) можно пренебрегать R_1 только при частотах, близких к номинальной, при этом $U_1=U_{1 ном} \gg I_1 R_1$. При снижении частоты и напряжения по закону $U_1/f_1 = \text{const}$, как показывает (3.87), потокосцепление Ψ_1 должно снижаться, стремясь к 0 при $f_1 \rightarrow 0$. Соответственно с учетом $R_1 \neq 0$ реальные механические характеристики при таком законе управления имеют снижающийся при малых частотах критический момент (см. сплошные кривые на рис.3.37). По этой причине в реальных

системах используются более сложные законы частотного управления, рассматриваемые в гл. 7.

Уравнение механической характеристики (3.92) отражает влияние электромагнитной инерции на протекание динамических процессов электромеханического преобразования энергии при ограниченных по амплитуде колебаниях в окрестностях точек статической характеристики. Для анализа этого влияния осуществим линеаризацию этого уравнения. Вначале необходимо выполнить операции дифференцирования в последовательности, полученной при выводе (3.92)

$$\left(1 + T_s \frac{d}{dt}\right) \left[\frac{s_k}{s_a} \left(M + T_s \frac{dM}{dt} \right) \right] + \frac{s_a}{s_k} M = 2 M_k.$$

Рис. 3.37 Механические характеристики асинхронного двигателя при питании от источника напряжения при $f_1 = \text{var}$



После дифференцирования получим

$$\begin{aligned} (1 + s_a^2/s_k^2)M + 2T_s dM/dt + T_s^2 d^2M/dt^2 - T_s(1/s_a)(ds_a/dt)M + \\ + T_s^2(1/s_a)(ds_a/dt)(dM/dt) = 2M_k s_a/s_k. \end{aligned}$$

Раскладываем полученное уравнение в ряд Тэйлора в окрестности точки M^0, s_a^0 , пренебрегая членами высшего порядка малости. После преобразований уравнение механической характеристики представляется в виде

$$\begin{aligned} (1 + s_a^{02}/s_k^2)\Delta M + 2T_s d\Delta M/dt + T_s^2 d^2\Delta M/dt^2 = \\ = \frac{2M_k}{s_k} \left(\frac{s_k^2 - s_a^{02}}{s_k^2 + s_a^{02}} \Delta s_a + T_s \frac{s_k}{s_k^2 + s_a^{02}} \frac{ds_a}{dt} \right). \end{aligned} \quad (3.94)$$

Уравнение (3.94) позволяет анализировать модуль статической жесткости линеаризованной механической характеристики и влияние электромагнитной инерции при линеаризации в любой точке статической механической характеристики $M^0=f(s^0)$. Наибольший интерес представляет линеаризованное уравнение механической характеристики для рабочего участка $s_a < s_k$. Такое уравнение получим с помощью (3.94), положив $s_a^0=0, \Delta s_a=s_a-s_a^0=s_a=(\omega_0-\omega)/\omega_{0ном}; \Delta M=M-M^0=M$

$$(1 + 2T_s p + T_s^2 p^2)M = \frac{2M_k}{s_k} \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_{0ном}} (1 + T_s p).$$

Следовательно, в окрестности точки $M^0=0, s_a^0=0$ электромеханический преобразователь представляется звеном первого порядка, так как его уравнение механической характеристики имеет вид

$$(1 + T_s p) M = \beta(\omega_0 - \omega), \quad (3.95)$$

где $\beta=2 \cdot M_k/\omega_{0ном} \cdot s_k$ - модуль жесткости линеаризованной механической характеристики.

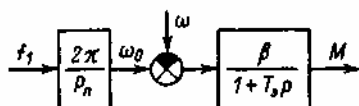


Рис. 3.38 Структурная схема линеаризованного асинхронного электромеханического преобразователя

Структурная схема асинхронного электромеханического преобразователя, линеаризованного в пределах рабочего участка статической механической характеристики, представлена на рис 3.38.

Передаточная функция динамической жесткости в соответствии с этой схемой запишется так:

$$\beta_{дин}(p) = M(p)/\omega(p) = -\beta/(1 + T_s p). \quad (3.96)$$

Сравнивая (3.95) и (3.96) с аналогичными формулами для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, можно заключить, что в пределах рабочего участка асинхронный двигатель имеет динамические свойства, аналогичные динамическим свойствам двигателя с независимым возбуждением.

Так как критическое скольжение двигателей лежит в пределах $s_k=0,05\div0,5$, причем меньшие значения соответствуют мощным двигателям, электромагнитная постоянная двигателя T_3 при питании от источника напряжения невелика:

$$T_3 = 1/\omega_{0\text{эл ном}} s_k = 1/314(0,05\div0,5) = (0,06\div0,006) \text{ с},$$

меньшие значения соответствуют двигателям малой мощности.

3.13. Статические характеристики и динамические свойства асинхронного электро-механического преобразователя при питании от источника тока

В связи с развитием регулируемого асинхронного электропривода с частотным управлением значительный практический интерес представляет изучение свойств асинхронного электро-механического преобразователя при питании от источника тока. Это обусловлено тем, что значительная часть используемых преобразователей частоты обладает свойствами источника тока, т. е. формирует в фазах двигателя токи, которые не зависят от режима работы и параметров двигателя, а определяются только сигналом задания.

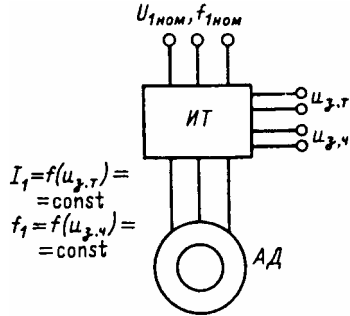


Рис 3.39 Схема питания асинхронного двигателя от источника тока

Схема включения двигателя для этого случая показана на рис.3.39. В этой схеме двигатель получает питание от трехфазного источника тока. Значение тока определяется напряжением задания тока $M_{3\text{т}}$, а частота - напряжением $M_{3\text{ч}}$.

Следует заметить, что режимы работы, соответствующие питанию от источника тока, имеют место и в электроприводах, получающих питание от сети. Важным и широко используемым на практике примером является режим динамического торможения асинхронного двигателя при питании его обмотки статора постоянным током.

Так как в схеме рис.3.39 обмотки статора питаются неизменным током, уравнения механической характеристики (3.64) запишутся в виде

$$\left. \begin{aligned} i_{1x} &= 0, \quad i_{1y} = I_{1\text{max}} = \text{const}; \\ 0 &= i'_{2x} R'_2 + \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \Psi_{2y}; \\ 0 &= i'_{2y} R'_2 + \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \Psi_{2x}; \\ M &= p_n L_{12} I_{1\text{max}} i'_{2x}. \end{aligned} \right\} \quad (3.97)$$

потокосцепления в (3.97) могут быть выражены через токи:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2x} &= L_{12} i_{1x} + L_2 i'_{2x} = L_2 i'_{2x}; \\ \Psi_{2y} &= L_{12} i_{1y} + L_2 i'_{2y} = L_{12} I_{1\text{max}} + L_2 i'_{2y} \end{aligned} \right\} \quad (3.98)$$

Подставив в уравнение для обмотки 2х выражения потокосцеплений (3.98), определим ток фазы 2у.

$$i'_{2y} = -\frac{x_{\mu\text{н}}}{x_{\mu\text{н}} + x'_{2\text{н}}} I_{1\text{max}} + \frac{s_{\text{кл}}}{s_a} (1 + T_{31} p) i'_{2x}, \quad (3.99)$$

где $s_{\text{кл}} = R'_2 / (x_{\mu\text{н}} + x'_{2\text{н}})$ - критическое скольжение в режиме питания от источника тока; $T_{31} = L_2 / R'_2 = 1/\omega_{0\text{эл ном}} s_{\text{кл}}$ - электромагнитная постоянная двигателя при питании от источника тока.

Система (3.97) нелинейна, поэтому при преобразованиях необходимо соблюдать условия, отмеченные в §3.12. Подставим (3.99) в уравнение для обмотки 2у и с соблюдением указанных условий преобразований разрешим его относительно тока фазы 2х:

$$i'_{2x} = \frac{x_{\mu\text{н}}}{x_{\mu\text{н}} + x'_{2\text{н}}} \frac{I_{1\text{max}}}{(1 + T_{31} p) \left[\frac{s_{\text{кл}}}{s_a} (1 + T_{31} p) \right] + \frac{s_a}{s_{\text{кл}}}}. \quad (3.100)$$

Искомое уравнение механической характеристики асинхронного электро-механического преобразователя при питании от источника тока получим, подставив (3.100) в последнее уравнение системы (3.97)

$$M = \frac{2M_{\kappa 1}}{(1 + T_{\sigma 1} p) \left[\frac{s_{\kappa 1}}{s_a} (1 + T_{\sigma 1} p) \right] + \frac{s_a}{s_{\kappa 1}}}; \quad (3.101)$$

здесь $M_{\kappa 1}$ - критический момент при питании от источника тока. В переменных двухфазной модели он получен в виде

$$M_{\kappa 1} = \frac{I_{1 \max}^2 x_{\mu n}^2}{2\omega_{0 \text{ном}}(x_{\mu n} + x'_{2n})}. \quad (3.102)$$

Уравнение критического момента для трехфазной машины получим, заменив максимальное значение тока двухфазной модели $I_{1 \max}$ действующим значением тока фазы трехфазного двигателя I_1 с помощью формулы (2.37):

$$I_{1 \max(2\phi)} = \frac{3}{2} k_c I_{1 \max(3\phi)} = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} I_1 = \sqrt{3} I_1.$$

Выполнив эту замену в (3.102), получим

$$M_{\kappa 1} = \frac{3}{2} \frac{I_1^2 x_{\mu n}^2}{\omega_{0 \text{ном}}(x_{\mu n} + x'_{2n})}. \quad (3.103)$$

Проведем анализ статических характеристик для случая питания асинхронного двигателя от источника тока. Уравнения электрического равновесия (3.72) для этого режима принимают вид

$$|\bar{I}_1| = \text{const}; \quad \bar{E}'_2 = \bar{I}'_2 R'_2 / s_a + j \bar{I}'_2 x'_{2n}. \quad (3.104)$$

Схема замещения фазы двигателя при питании от источника тока, соответствующая (3.104), приведена на рис.3.40,а, а векторная диаграмма для этого режима работы - на рис.3.40,б. С помощью схемы замещения получим выражения для тока ротора I'_2 и намагничивающего тока I_μ :

$$I'_2 = I_1 \frac{x_{\mu n}}{\sqrt{(R'_2 / s_a)^2 + (x_{\mu n} + x'_{2n})^2}}; \quad (3.105)$$

$$I_\mu = I_1 \sqrt{\frac{(R'_2 / s_a)^2 + x_{2n}'^2}{(R'_2 / s_a)^2 + (x_{\mu n} + x'_{2n})^2}}. \quad (3.106)$$

Уравнения (3.105) и (3.106) получены по схеме замещения (рис 3.40,а) с помощью известного правила определения тока параллельной ветви по общему току. Зависимости $I'_2 = f(s_a)$ и $I_\mu = f(s_a)$, соответствующие этим выражениям, приведены на рис.3.41,0. Они свидетельствуют о том, что при увеличении скольжения ток ротора I'_2 монотонно возрастает, стремясь к предельному значению

$$I'_{2 \text{пред}} = I_1 \frac{x_{\mu n}}{x_{\mu n} + x'_{2n}} \approx I_1. \quad (3.107)$$

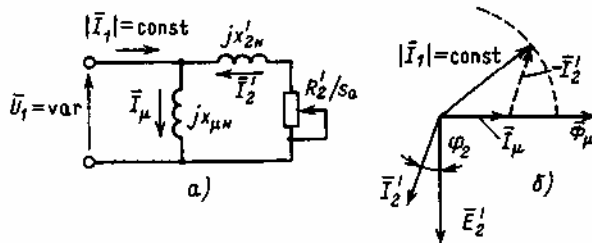


Рис 3.40 Схема замещения фазы (а) и векторная диаграмма (б) для режима питания асинхронного двигателя от источника тока

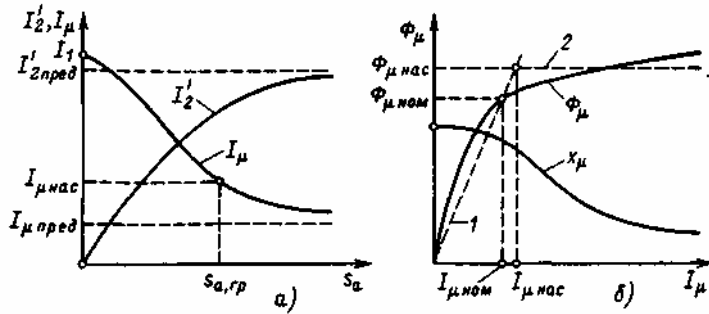


Рис. 3.41. Зависимости I_2' , $I_\mu(s_a)$ и $\Phi_\mu(I_\mu)$ для режима питания асинхронного двигателя от источника тока

В то же время намагничивающий ток, который при $s_a=0$ равен току I_1 , с увеличением тока ротора непрерывно уменьшается, стремясь к значению

$$I_{\mu\text{пред}} = I_1 \frac{x'_{2н}}{x_{\muн} + x'_{2н}} = 0. \quad (3.108)$$

Так как $x'_{2н} \ll x$, ток $I_{\mu\text{пред}}$ весьма мал. Отсюда следует важный вывод, что при питании от источника тока вследствие размагничивающего действия тока ротора ток I и магнитный поток машины Φ_μ изменяются при изменениях скольжения s_a в широких пределах.

Установленная закономерность является важным отличием режима питания от источника тока от режима питания от источника напряжения. В последнем случае в соответствии со схемой замещения на рис.3.27,а при $U_1=\text{const}$ намагничивающий ток примерно постоянен, так как изменяется только в связи с изменениями падения напряжения на сопротивлениях статора, которые невелики. При этом размагничивающее действие тока ротора компенсируется соответствующими изменениями тока статора (см. рис.3.30,б). В режиме питания от источника тока $I_1=\text{const}$ и размагничивающее действие тока ротора проявляется полностью.

Как следствие, при анализе характеристик асинхронного двигателя в режиме питания от источника тока необходимо учитывать влияние насыщения магнитной цепи двигателя. Кривая намагничивания представлена на рис.3.41,б, там же построена кривая $x=f(I)$, соответствующая данной кривой намагничивания. Для анализа формы статических характеристик с приближенным учетом насыщения характеристика $\Phi_\mu=f(I_\mu)$ аппроксимирована двумя прямыми. При $I_\mu < I_{\mu\text{нас}}$ магнитная цепь машины ненасыщена и $x_\mu=x_{\muн}=\text{const}$ (прямая 1). Если $I_\mu > I_{\mu\text{нас}}$, насыщение сказывается существенно и приближенно можно принять $\Phi_\mu=\Phi_{\mu\text{нас}}=\text{const}$ (прямая 2 на рис.3.41,б).

Так как $I_\mu < I_1$ то при $I_\mu < I_{\mu\text{нас}}$ магнитная цепь двигателя при любых скольжениях не насыщается и $x=\text{const}$. В этой области значений I_1 статические механические характеристики двигателя описываются уравнением (3.101) при $p=0$:

$$M = \frac{2M_{к1}}{s_{к1}/s_a + s_a/s_{к1}}, \quad (3.109)$$

где

$$M_{к1} = 3I_1^2 x_{\muн}^2 / 2\omega_{0ном} (x_{\muн} + x'_{2н}); \quad s_{к1} = R'_2 / (x_{\muн} + x'_{2н})$$

На рис.3.42,а представлено семейство характеристик $\omega=f(M)$, соответствующих ряду значений частоты f_1 при $I_\mu \leq I_{\mu\text{нас}}$. Так как зависимость $M=f(s_a)$ (3.109) инвариантна относительно частоты, то при изменении f_1 изменяется только скорость идеального холостого хода $\omega_0=2\pi f_1/p_n$, а форма механических характеристик относительно этой точки не претерпевает изменений. Особенностью этих характеристик является малость критического скольжения $s_{к1}$, по сравнению с s_k , соответствующим питанию от источника напряжения, обусловленная тем, что $x_{\muн} \gg x_{1н} + x'_{2н}$.

При $I_1 \gg I_{\text{мнас}}$ и идеальном холостом ходе магнитная цепь машины находится в глубоком насыщении, поэтому при малых значениях s_a можно без большой погрешности принять $\Phi = \Phi_{\text{мнас}} = \text{const}$. С ростом скольжения намагничивающий ток I_μ уменьшается, однако в соответствии с принятой аппроксимацией до значения $s_a = s_{a,\text{гр}}$, при котором $I_\mu = I_{\text{мнас}}$, насыщение сохраняет-

ся. В области больших скольжений ($s_a > s_{a,гр}$), как показано на рис.3.41,а ток $I_\mu < I_{\mu,нас}$, x_μ возрастает и приближенно может быть принято равным $x_{\mu н}$ (рис.3.41,б).

сближается с рассчитываемой по (3.109). Принятая аппроксимация кривой намагничивания позволяет приближенно оценить вид механической характеристики при насыщении, которое соответствует области малых скольжений, т. е. рабочему ее участку. При насыщении $\Phi_{\mu} = \Phi_{\mu \text{нас}} = \text{const}$ и ЭДС E'_2 при $\omega_{0\text{ном}}$ достигает значений, близких к $U_{1\text{ном}}$. С учетом этого для режима насыщения можно принять $E'_2 = U_{1\text{ном}} = \text{const}$ и представить (3.109) в виде

где

Следовательно, насыщение смещает максимум момента в область больших скольжений, так как $s_{k1нас} > s_{k1}$.

Граничное скольжение $s_{a,gr}$ при $I_1=I_{11}$ равно нулю и с возрастанием тока I_1 увеличивается. Соответственно при $I_{11}=I_{\text{ннас}}$ магнитная цепь машины не насыщается при любых скольжениях и кривая 1 сливается с соответствующей реальной характеристикой 5. С увеличением I_1 и возрастанием $s_{a,gr}$ увеличивается зона, где механические характеристики совпадают с кривой 4, а зона, в которой они совпадают с рассчитываемыми без учета насыщения, постепенно сокращается. Это, как видно на рис.3.42,б, приводит к постепенному увеличению критического скольжения.

Сравнивая уравнение механической характеристики для динамических процессов (3.101) с уравнением (3.92), соответствующим питанию двигателя от источника напряжения, можно установить, что они совпадают по форме и отличаются лишь выражениями критического момента и электромагнитной постоянной времени. Следовательно, выполнив линеаризацию уравнения (3.101) в окрестности точки $M^0=0$, $s_a^0=0$ аналогично линеаризации, выполненной для уравнения (3.92), получим приближенное линеаризованное уравнение механической характеристики в виде

$$(1 + T_{\Sigma 1} p) M = \beta_1 (\omega_0 - \omega), \quad (3.111)$$

где $\beta_1 = 2M_{\kappa 1} / \omega_{0 \text{ ном}} \cdot S_{\kappa 1}$.

Передаточная функция динамической жесткости

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -\beta_1 / (1 + T_{\Sigma 1} p). \quad (3.111a)$$

Структурная схема электромеханического преобразования энергии при питании от источника тока в соответствии с (3.111) совпадает с полученной выше схемой для питания от источника напряжения и приведенной на рис.3.38. Однако динамические свойства в этих режимах существенно различны в связи с тем, что при питании от источника тока поток при $I_1 = \text{const}$ изменяется в широких пределах. Изменения главного потока машины при этом определяют существенно большую инерционность электромеханического преобразователя, чем при питании от источника напряжения. Действительно, сравнивая

$$T_{\Sigma} = \frac{1}{\omega_{0 \text{ эл. ном}} S_{\kappa}} = \frac{x_{1\text{н}} + x'_{2\text{н}}}{\omega_{0 \text{ эл. ном}} R_2'};$$

$$T_{\Sigma 1} = \frac{1}{\omega_{0 \text{ эл. ном}} S_{\kappa 1}} = \frac{x_{1\text{н}} + x'_{2\text{н}}}{\omega_{0 \text{ эл. ном}} R_2'},$$

можно убедиться, что $T_{\Sigma} \ll T_{\Sigma 1}$. С ростом тока статора вследствие насыщения индуктивное сопротивление намагничивания x уменьшается, при этом уменьшается и электромагнитная постоянная $T_{\Sigma 1}$, стремясь при больших насыщениях к T_{Σ} .

В отличие от питания от источника напряжения при питании от источника тока можно изменять частоту, не изменяя сигнала задания тока. Однако практически и в этом случае для обеспечения определенных условий протекания процессов электромеханического преобразования энергии задание тока в схеме рис.3.39 изменяют в функции задания частоты по тем или иным законам частотного управления.

3.14. Режим динамического торможения асинхронного двигателя

Механическая характеристика на рис.3.42,а при $f_1=0$ соответствует режиму динамического торможения асинхронного двигателя при его независимом возбуждении со стороны статора постоянным током I_1 . Такой режим возможен при питании от преобразователя частоты со свойствами источника тока при задании $u_{3\text{н}}=0$ ($f_1=0$). Однако в современном асинхронном электроприводе режим динамического торможения чаще используется для останова двигателя, получающего питание от сети, либо для регулирования скорости. Для осуществления режима динамического торможения асинхронный двигатель отключается от сети переменного тока и включается по схеме, приведенной на рис.3.44,а. При этом обмотка статора может быть соединена либо в звезду, либо в треугольник, в отдельных случаях подключают свободную фазу к одной из работающих, как показано на рис.3.44,а штриховой линией. Применяются и более сложные переключения обмоток статора для увеличения результирующей МДС при данном токе I_1 или напряжении U_1 .

Так как постоянный ток I_1 не зависит от тока ротора в статике, а при достаточно большом $R_{1\text{доб}}$ и в динамике, режим динамического торможения является частным случаем питания от источника тока. Поэтому проведенный анализ условий работы и характеристик двигателя при питании от источника тока полностью применим и к режиму динамического торможения при $f_1=0$ и $\omega_0=0$. В связи с наличием различных схем включения обмоток статора для использования

полученных в §3.13 соотношений необходимо установить связь между трехфазным током I_1 для которого эти соотношения получены, и постоянным током I_1 в схеме динамического торможения. Условием эквивалентности является равенство МДС, создаваемых постоянным током I_1 при данной схеме соединения обмоток и переменным током I_1 .

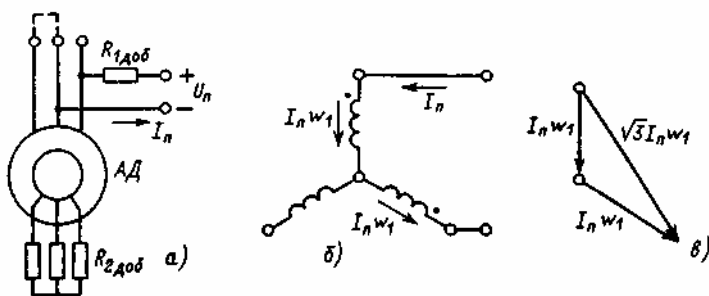


Рис. 3.44. К анализу режима динамического торможения

Определение эквивалентного тока $I_1 = I_{\text{экв}}$, исходя из этого условия, не представляет затруднений. В качестве примера на рис.3.44,б приведена наиболее употребительная схема при соединении обмоток в звезду, а на рис.3.44,в векторным суммированием МДС фаз обмоток определена результирующая МДС для этой схемы:

$$F_n = \sqrt{3} I_n w_1.$$

Эквивалентный ток определим, приравняв F_n амплитуде результирующей МДС, создаваемой трехфазным током $I_1 = I_{\text{экв}}$:

$$\sqrt{3} I_n w_1 = (3/2) \sqrt{2} I_{\text{экв}} w_1.$$

Следовательно, в данной схеме

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{2/3} I_n. \quad (3.112)$$

Подставляя в полученные в §3.13 соотношения $I_1 = I_{\text{экв}}$ и $\omega_0 = 0$, можно использовать их для анализа динамического торможения. Выражение абсолютного скольжения для режима динамического торможения имеет вид

$$s_n = -\omega / \omega_{\text{ном}}.$$

В соответствии с выражением критического момента $M_{\text{кл}}$ и критического скольжения $s_{\text{кл}}$ в (3.109) для режима динамического торможения можно записать

$$M_{\text{кл}} = \frac{3 I_{\text{экв}}^2 x_{\text{мн}}^2}{2 \omega_{\text{ном}} (x_{\text{мн}} + x'_{2\text{н}})}; \quad s_{\text{кл}} = \frac{R'_2 + R'_{2\text{доб}}}{x_{\text{мн}} + x'_{2\text{н}}}.$$

Нетрудно видеть, что введение добавочных резисторов в цепь ротора при динамическом торможении снижает жесткость рабочего участка, так же, как и при двигательном режиме.

3.15. Электромеханические свойства синхронных двигателей

Синхронные двигатели, как правило, исполняются с явнополюсным ротором, на котором размещается обмотка возбуждения. Питание обмотки возбуждения осуществляется через контактные кольца от источника постоянного напряжения, а трехфазная обмотка статора подключается к сети переменного тока, как показано на рис.3.46,а. Двухфазная модель такой машины представлена схемой на рис.3.46,б. Здесь обмотки фаз статора питаются симметричной двухфазной системой напряжений

$$u_{1\alpha} = U_{1\text{max}} \sin \omega_{0\text{эл}} t;$$

$$u_{1\beta} = U_{1\text{max}} \left\{ \sin(\omega_{0\text{эл}} t - \pi/2) \right\} = -U_{1\text{max}} \cos \omega_{0\text{эл}} t.$$

Обмотка возбуждения размещена на оси d явнополюсного ротора и подключена к источнику постоянного напряжения U_B . Уравнения электромеханической характеристики, записанные для реальных переменных в осях α , β , d , q , имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= R_1 i_{1\alpha} + d\psi_{1\alpha}/dt; \\ u_{1\beta} &= R_1 i_{1\beta} + d\psi_{1\beta}/dt; \\ u_B &= R_B i_B + d\psi_B/dt. \end{aligned} \right\} \quad (3.113)$$

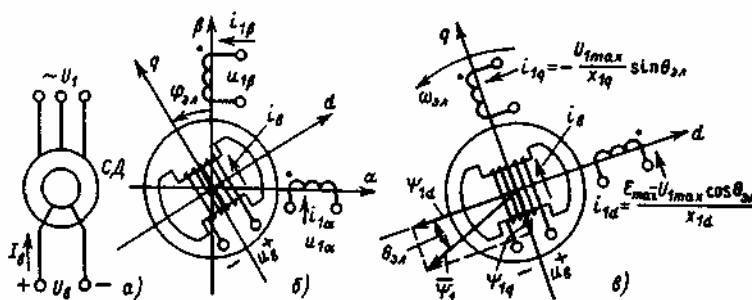


Рис. 3.46. Схема включения синхронного двигателя (а), его двухфазная модель в осях α , β , d , q и осях d , q

Особенностью рассматриваемого двигателя является синхронное вращение ротора с вращающимся полем статора. При работе в двигательном режиме ротор отстает от поля статора на угол $\theta_{\text{эл}} = \varphi_{0\text{эл}} - \varphi_{\text{эл}} = \omega_{0\text{эл}} \cdot t - \varphi_{\text{эл}}$, поэтому наиболее удобный для анализа вид уравнения механической характеристики

имеют в осях d, q . Вначале преобразуем напряжения $u_{1\alpha}, u_{1\beta}$ к осям d, q с помощью формул прямого преобразования (2.15):

$$\begin{aligned} u_{1d} &= u_{1\alpha} \cos \varphi_{\text{эл}} + u_{1\beta} \sin \varphi_{\text{эл}} = \\ &= U_{1\max} (\sin \omega_{0\text{эл}} t \cos \varphi_{\text{эл}} - \cos \omega_{0\text{эл}} t \sin \varphi_{\text{эл}}) = U_{1\max} \sin \theta_{\text{эл}}; \\ u_{1q} &= -u_{1\alpha} \sin \varphi_{\text{эл}} + u_{1\beta} \cos \varphi_{\text{эл}} = \\ &= U_{1\max} (-\sin \omega_{0\text{эл}} t \sin \varphi_{\text{эл}} - \cos \omega_{0\text{эл}} t \cos \varphi_{\text{эл}}) = -U_{1\max} \cos \theta_{\text{эл}}. \end{aligned}$$

Подставив преобразованные выражения напряжений в (3.113) и дополнив эту систему уравнением электромагнитного момента, получим уравнения механической характеристики синхронного двигателя в осях d, q :

$$\left. \begin{aligned} U_{1\max} \sin \theta_{\text{эл}} &= R_1 i_{1d} + d\Psi_{1d}/dt - \omega_{\text{эл}} \Psi_{1q}; \\ -U_{1\max} \cos \theta_{\text{эл}} &= R_1 i_{1q} + d\Psi_{1q}/dt + \omega_{\text{эл}} \Psi_{1d}; \\ U_{\text{в}} &= R_{\text{в}} i_{\text{в}} + d\Psi_{\text{в}}/dt; \\ M &= p_n (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}). \end{aligned} \right\} \quad (3.114)$$

Схема синхронного двигателя в осях d, q представлена на рис.3.46,в. В соответствии с этой схемой записываем уравнения потокоцеплений, учитывая, что вследствие явнополюсности ротора $L_{1d} \neq L_{1q}$ и $L_{12d} \neq L_{12q}$:

$$\Psi_{1d} = L_{1d} i_{1d} + L_{12d} i_{\text{в}}; \quad \Psi_{1q} = L_{1q} i_{1q}. \quad (3.115)$$

Уравнения (3.114) нелинейны в связи с наличием произведений переменных, поэтому для строгого анализа динамических режимов синхронного двигателя следует использовать цифровые или аналоговые вычислительные машины. Приближенное уравнение динамической механической характеристики может быть найдено с помощью угловой статической характеристики двигателя, для получения которой положим в (3.114) $d/dt=0$ и $\omega_{\text{эл}}=\omega_{0\text{эл}}$, пренебрежем активным сопротивлением статора $R_1 \approx 0$, примем, что обмотка возбуждения получает питание от источника тока и во всех режимах $i_{\text{в}} = -I_{\text{в}} = \text{const}$, при этом система (3.114) примет вид

$$\left. \begin{aligned} U_{1\max} \sin \theta_{\text{эл}} &= -\omega_{0\text{эл}} L_{1q} I_{1q} = -x_{1q} I_{1q}; \\ -U_{1\max} \cos \theta_{\text{эл}} &= \omega_{0\text{эл}} L_{1d} I_{1d} - \omega_{0\text{эл}} L_{12d} I_{\text{в}} = x_{1d} I_{1d} - E_{\max}; \\ M &= p_n [-L_{12d} I_{\text{в}} I_{1q} + (L_{1d} - L_{1q}) I_{1d} I_{1q}]. \end{aligned} \right\} \quad (3.116)$$

Из первого и второго уравнений (3.116) определяются токи статора:

$$I_{1q} = -\frac{U_{1\max} \sin \theta_{\text{эл}}}{x_{1q}}; \quad I_{1d} = \frac{E_{\max} - U_{1\max} \cos \theta_{\text{эл}}}{x_{1d}}. \quad (3.117)$$

Подставляя выражения токов в третье уравнение (3.116) и учитывая, что $L_{12d} I_{\text{в}} = E_{\max}/\omega_{0\text{эл}}$, после преобразований получаем уравнение угловой характеристики двухфазного явнополюсного синхронного двигателя в виде

$$M = \frac{U_{1\max} E_{\max} \sin \theta_{\text{эл}}}{\omega_0 x_{1d}} + \frac{U_{1\max}^2}{2\omega_0} \left(\frac{1}{x_{1q}} - \frac{1}{x_{1d}} \right) \sin 2\theta_{\text{эл}}.$$

Произведем замену переменных двухфазной машины переменными трехфазной с помощью (2.37) и перейдем к эффективным значениям ЭДС и напряжения. В результате получим известное уравнение угловой характеристики трехфазного явнополюсного синхронного двигателя:

$$M = \frac{3U_1 E \sin \theta_{\text{эл}}}{\omega_0 x_{1d}} + \frac{3U_1^2}{2\omega_0} \left(\frac{1}{x_{1q}} - \frac{1}{x_{1d}} \right) \sin 2\theta_{\text{эл}}. \quad (3.118)$$

Уравнение (3.118) свидетельствует о том, что электромагнитный момент синхронного двигателя состоит из двух составляющих, первая из которых обусловлена взаимодействием вращающегося поля статора с полем возбужденного ротора, а вторая представляет собой реактивный момент, обусловленный явнополюсным исполнением ротора. Вследствие явнополюсности энергия магнитного поля максимальна при любом из двух возможных соосных с полем статора

положений ротора, что и определяет зависимость реактивного момента от двойного угла $\theta_{эл}$.

Примерный вид угловой характеристики $M=f(\theta_{эл})$ показан на рис.3.47,а. Рассматривая ее, можно убедиться, что увеличение угла $\theta_{эл}$ вызывает рост электромагнитного момента вначале в зависимости, близкой к линейной. При $\theta_{эл} > 45^\circ$ темп нарастания момента быстро снижается, и после достижения максимума $M_{\max}$ дальнейшее возрастание угла θ влечет за собой уменьшение момента двигателя. Без учета явнополюсности ротора максимум момента наступает при $\theta_{эл}=90^\circ$.

В номинальном режиме работы, когда двигатель развивает номинальный электромагнитный момент $M_{ном}$, угол $\theta_{эл}$ обычно составляет $\theta_{элном}=20\div30^\circ$. Этим обстоятельством определяется

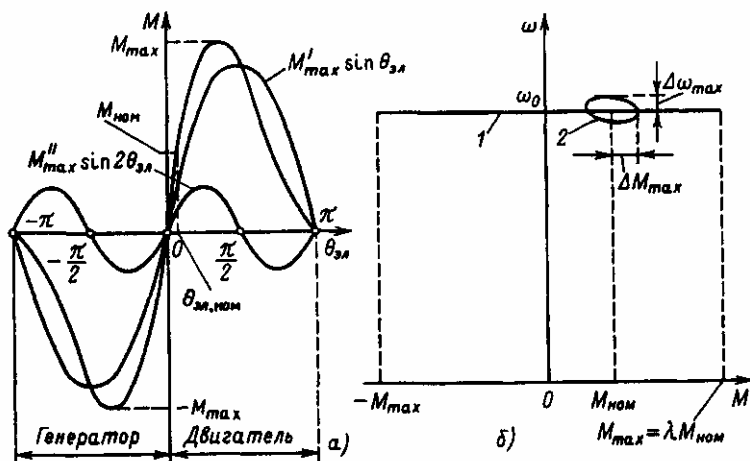


Рис 3.47 Угловая (а) и механические (б) характеристики синхронного двигателя

перегрузочная способность синхронного двигателя, которая лежит в пределах $\lambda=M_{\max}/M_{ном}=2\div3$. Рассмотрение рис.3.47,а,б позволяет заключить, что реактивный момент увеличивает крутизну рабочего участка угловой характеристики и несколько повышает перегрузочную способность двигателя.

Перегрузочная способность синхронного двигателя менее чувствительна к понижению напряжения сети, чем у асинхронного двигателя, что относится к числу его важных достоинств. Этот вывод следует непосредственно из (3.118), если

если учесть, что реактивный синхронный момент, зависящий от квадрата напряжения, мало влияет на перегрузочную способность, а основная составляющая момента зависит от напряжения U_1 линейно, так как ЭДС машины E определяется током возбуждения I_b .

Механизм образования синхронного момента виден на рис.3.46,в. На этом рисунке обозначены все токи, определяющие направление вектора потокоцепления статора $\bar{\Psi}_1$ связанного с осью вращающегося магнитного поля машины. Вектор $\bar{\Psi}_1$ определяется геометрической суммой потокоцеплений обмотки статора по оси d

$$\Psi_{1d} = L_{1d} I_{1d} - L_{12d} I_b$$

и по оси q $\Psi_{1q}=L_{1q} I_{1q}$. В соответствии с (3.117) на рисунке приведены зависимости токов I_{1d} и I_{1q} от угла $\theta_{эл}$. Рассматривая рисунок, можно установить, что при идеальном холостом ходе $I_{1q}=0$ и вектор $\bar{\Psi}_1$ совпадает с осью ротора d. Под нагрузкой ось ротора d и составляющая вектора потокоцепления Ψ_{1d} , которая в основном определяется током возбуждения, отстают от оси вращающегося магнитного поля, определяемой положением вектора $\bar{\Psi}_1$ на угол $\theta_{эл}$. Между постоянным магнитом, которым является возбужденный ротор, и вращающимся магнитным полем возникают силы взаимодействия. При малых углах $\theta_{эл}$ эти силы при увеличении $\theta_{эл}$ возрастают по закону, близкому к линейному. Нетрудно видеть, что рассмотренное электромагнитное взаимодействие вполне подобно механической упругой связи между полем ротора и результирующим полем машины. Поэтому по главным динамическим свойствам синхронный двигатель подобен упругим механическим системам.

Рабочий участок угловой характеристики $M=f(\theta_{эл})$ можно с достаточной для многих задач инженерной практики точностью заменить линейной зависимостью $M=k\theta_{эл}$, проходящей через точку номинального режима:

$$M \approx M_{ном} \theta_{эл} / \theta_{эл ном} = k \theta_{эл} = c_{эм} \theta, \quad (3.119)$$

где $c_{эм}$ - коэффициент жесткости упругой электромагнитной связи двигателя.

Дифференцируя (3.119), получаем приближенное уравнение динамической характеристики:

$$dM/dt = c_{эм} (\omega_0 - \omega). \quad (3.120)$$

Как было установлено в гл. 1, момент упругого взаимодействия M_{12} в двухмассовой линейной упругой системе

$$M_{12} = c_{12} (\varphi_1 - \varphi_2)$$

Дифференцирование этой зависимости дает уравнение, совпадающее по форме с (3.120), что еще раз подтверждает аналогию между электромагнитными взаимодействиями в синхронном двигателе и механическими в механической пружине. Этим определяется повышенная склонность синхронного двигателя к колебаниям, для устранения (или снижения) которой реальные синхронные двигатели снабжаются демпферной (пусковой) короткозамкнутой обмоткой. Эта обмотка выполняется в виде беличьей клетки на полюсах ротора и при возникновении колебаний скорости ротора, т. е. скольжения, создает асинхронный момент. Пренебрегая влиянием электромагнитной инерции на асинхронный момент, результирующий момент синхронной машины в динамических процессах можно приближенно представить в виде суммы синхронного $M_{\text{син}}$ и асинхронного моментов $M_{\text{ас}}$:

$$M = M_{\text{син}} + M_{\text{ас}} = c_{\text{эм}} \theta + \beta (\omega_0 - \omega), \quad (3.121)$$

где $c_{\text{эм}} = M_{\text{ном}} / \theta_{\text{ном}}$; $\beta = 2 M_{\text{к}} / \omega_0 s_{\text{к}}$.

С учетом (3.120) уравнение механической характеристики синхронного двигателя в операторной форме примет окончательный вид

$$M = (c_{\text{эм}}/p + \beta) (\omega_0 - \omega). \quad (3.122)$$

Структурная схема электромеханического преобразования энергии, соответствующая (3.122), представлена на рис.3.48,а. При $p=0$ из (3.122) получаем уравнение статической механической характеристики $\omega=\omega_0=\text{const}$. Следовательно, в статическом виде изменения нагрузки на валу двигателя не приводят к изменениям скорости, так как модуль статической жесткости равен бесконечности. Это справедливо лишь в пределах перегрузочной способности двигателя, определяемой угловой характеристикой на рис.3.47,д. При возрастании нагрузки до значений, превышающих $M_{\text{мах}}=\lambda M_{\text{ном}}$, двигатель выпадает из синхронизма. Статическая механическая характеристика синхронного двигателя соответственно имеет вид, показанный на рис.3.47,б (прямая 1).

В динамических режимах механическая характеристика синхронного двигателя, как следует из (3.122), не является абсолютно жесткой. В установившемся динамическом режиме вынужденных колебаний изменениям момента с амплитудой $\Delta M_{\text{мах}}$ и соответствующим изменениям угла $\theta_{\text{эл}}$ по (3.122) соответствуют определенные амплитуды $\Delta \omega_{\text{мах}}$ колебаний скорости и динамическая механическая характеристика имеет вид эллипса (рис 3.47,б, кривая 2). Передаточная функция динамической жесткости определяется по рис.3.48,а:

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -(c_{\text{эм}}/p + \beta). \quad (3.123)$$

Соответственно АФХ, АЧХ и ФЧХ динамической жесткости определяются соотношениями

$$\beta_{\text{дин}}(j\Omega) = -\beta + j(c_{\text{эм}}/\Omega); \quad |\beta_{\text{дин}}| = \sqrt{(c_{\text{эм}}/\Omega)^2 + \beta^2};$$

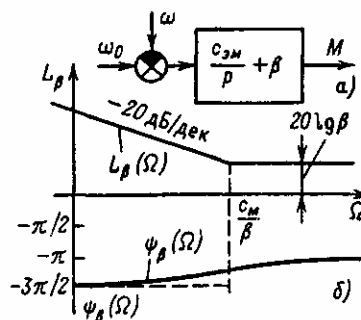
$$\Psi_{\beta}(\Omega) = -\pi - \arctg(c_{\text{эм}}/\beta\Omega). \quad (3.124)$$

Логарифмические частотные характеристики динамической жесткости представлены на рис.3.48,б. Низкочастотная асимптота ЛАЧХ динамической жесткости имеет наклон -20 дБ/дек, поэтому модуль жесткости характеристики синхронного двигателя при возрастании частоты

быстро убывает, стремясь к значению, определяемому жесткостью рабочего участка асинхронной характеристики $M=f(\omega)$, а фазовый сдвиг $\psi(\Omega)$ изменяется от $-3\pi/2$ до $-\pi$.

Частотные характеристики динамической жесткости свидетельствуют о том, что соответ-

Рис 3.48 Передаточная функция динамической жесткости синхронного двигателя (а) и ее ЛАЧХ (б)



ствующая статическим режимам абсолютно жесткая характеристика синхронного двигателя для анализа динамических процессов неприменима. Динамические механические характеристики, соответствующие даже сравнительно медленным изменениям момента двигателя, могут существенно отличаться от статических.

Важным достоинством синхронного двигателя является возможность регулирования реактивной мощности путем воздействия на ток возбуждения I_b . Выражение для тока I_{1d} (3.117) свидетельствует о том, что при прочих равных условиях этот ток и его знак определяются током возбуждения I_b , которому пропорциональна при принятых для обобщенной машины допущениях ЭДС $E_{\max}$. Ток I_{1q} не зависит от тока возбуждения, поэтому влияние возбуждения двигателя на условия преобразования энергии можно проанализировать с помощью векторных диаграмм, соответствующих системе (3.116) при $\theta_{эл} = \text{const}$, представленных на рис.3.49.

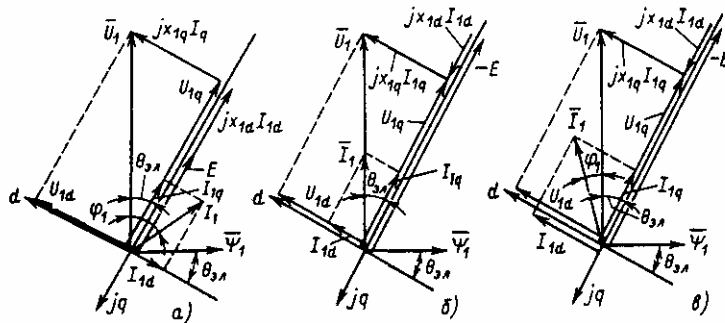


Рис. 3.49. Векторные диаграммы синхронного двигателя

При относительно небольшом токе возбуждения $E_{\max} < U_{\max} \cdot \cos \theta_{эл}$ и ток I_{1d} направлен в отрицательную сторону оси d (рис.3.49, а), при этом ток статора $\bar{I}_1$ отстает от приложенного напряжения на угол ϕ_1 и из сети потребляется реактивная мощность. Это потребление тем больше, чем меньше ток возбуждения. Увеличивая ток

возбуждения, можно изменить направление тока I_{1d} и установить такое его значение, при котором вектор тока статора $\bar{I}_1$ совпадает по направлению с напряжением сети (рис.3.49,б), при этом двигатель потребляет из сети (или отдает в сеть) только активную мощность, работая с $\cos \phi_1 = 1$. Дальнейшее увеличение тока возбуждения и ЭДС двигателя E приводит к работе двигателя с опережающим $\cos \phi_1$ и отдаче реактивной мощности в сеть (рис.3.49,в).

Из сравнения векторных диаграмм на рис.3.49 можно заключить, что при $\theta_{эл} = \text{const}$ увеличение тока возбуждения и ЭДС E вызывает увеличение активной составляющей тока $\bar{I}_1$ рост активной мощности, а следовательно, и момента двигателя. При неизменном моменте двигателя увеличение тока возбуждения приводит к уменьшению угла $\theta_{эл}$, а работа при $\phi_1 = 0$ соответствует минимальному току статора I_1 потребляемому двигателем при этом моменте. Как следует из (3.118), увеличение тока возбуждения I_b и ЭДС E приводит к увеличению перегрузочной способности синхронного двигателя. Поэтому форсирование возбуждения при пиках нагрузки на практике используется для повышения устойчивости работы двигателя в этих режимах.

3.16. Шаговый режим работы синхронного электромеханического преобразователя

Важной особенностью синхронного двигателя является возможность фиксации положения его ротора путем подключения обмоток фаз статора к источнику постоянного напряжения. Для анализа этой возможности удобно использовать схему модели синхронного двигателя, приведенную на рис.3.46,б, приняв, что обмотка статора по оси α подключена к источнику напряжения $U_{1п}$ и в ней протекает постоянный ток $I_{1\alpha} = I_{1п}$, а обмотка 1β отключена и $i_{1\beta} = 0$. Создаваемое обмоткой 1α поле статора направлено по оси α ($\omega_{0эл} = 0$, $\phi_{0эл} = 0$), и в результате взаимодействия с ним возбужденного ротора возникает синхронизирующий момент. Определим зависимость синхронизирующего момента от угла поворота ротора с помощью последнего уравнения системы (3.114):

$$M = p_n (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}). \quad (3.125)$$

Так как в осях α, β $i_{1\alpha} = I_{1п}$; $i_{1\beta} = 0$, то преобразованные к осям d, q с помощью формул (2.15). Потокосцепления обмоток статора

$$\begin{aligned} \Psi_{1d} &= L_{1d} I_{1п} \cos \varphi_{эл} + L_{12d} I_b; \\ \Psi_{1q} &= -L_{1q} I_{1п} \sin \varphi_{эл}. \end{aligned}$$

токи статора имеют значения:

$$I_{1d} = I_{1n} \cos \varphi_{эл}; \quad I_{1q} = -I_{1n} \sin \varphi_{эл}.$$

Подставив выражения токов и потокоцеплений в (3.125)

$$M = p_n \left[-L_{12d} I_{\beta} I_{1n} \sin \varphi_{эл} - 0,5 I_{1n}^2 (L_{1d} - L_{1q}) \sin 2\varphi_{эл} \right]. \quad (3.126)$$

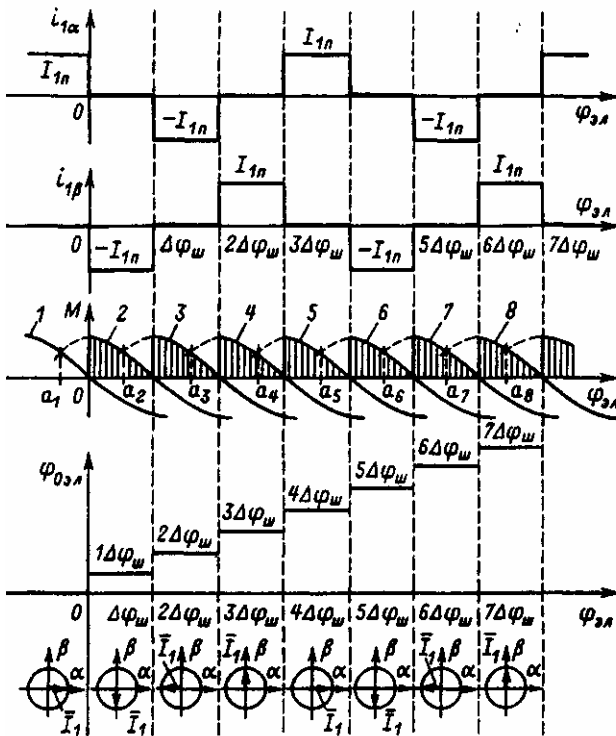


Рис. 3.51. К пояснению работы шагового двигателя

Режим фиксации представлен на рис.3.51 зависимостями M от $\varphi_{эл}$, соответствующими участку, где $\varphi_{0эл}=0$. На рисунке также показаны значения токов $I_{1\alpha}=I_{1n}$, $I_{1\beta}=0$, а также определяемая по (3.126) зависимость синхронизирующего момента $M=f(\varphi_{эл})$ (кривая 1). Если при этих условиях отклонить ротор от точки $\varphi_{эл}=0$ в любую сторону, возникнет момент M , направленный в соответствии с (3.126) противоположно перемещению, т.е. стремящийся возвратит систему в исходное состояние. Таким образом, при возбуждении статора постоянным током ротор синхронного двигателя фиксируется в положение, определяемое направлением результирующего вектора тока статора, с точностью, зависящей от нагрузки на валу и от электромагнитной жесткости угловой характеристики (3.126) $M=f(\varphi_{эл})$ в статическом режиме ротор занимает положение, соответствующее $\varphi_{эл}=0$. Если в этом положении, как показано на рис.3.51, отключить обмотку 1α и включить на напряжение U_{1n} обмотку 1β , результирующий

вектор I_1 скачком повернется на угол $\Delta\varphi_{ш}=90^\circ$, значение $\varphi_{0эл}$ изменится и станет равным $\Delta\varphi_{ш}$, при этом возникнет синхронизирующий момент, определяемый кривой 2, который будет стремиться вновь совместить ось ротора с вектором поля статора и вызывать поворот ротора в сторону новой точки фиксации. Зависимость $M=f(\varphi_{эл})$ для участка, где $\varphi_{0эл}=\Delta\varphi_{ш}$, показана на рис.3.51 (кривая 2). Кривая 2 определяется (3.126) при подстановке вместо $\varphi_{эл}$ угла

$$\varphi_{0эл}-\varphi_{эл}=\Delta\varphi_{ш}-\varphi_{эл}.$$

Рассматривая рис.3.51, можно видеть, что указанное переключение обмоток определяет поворот ротора на один шаг $\Delta\varphi_{ш}$. Отключением обмотки 1β и включением обмотки 1α на напряжение $-U_{1n}$ вектор поля статора скачком поворачивается еще на один шаг, ротор занимает положение $\varphi_{эл}=2\Delta\varphi_{ш}$ и т. д. Таким путем можно задавать дискретные перемещения ротора двигателя, соответствующие определенному числу шагов. Средняя скорость перемещения при этом определится частотой импульсов тока, подаваемых в обмотки статора:

$$\omega_{ср}=\omega_{0ср}=\Delta\varphi_{ш}/\Delta t_{ш}=f_1\Delta\varphi_{ш} \quad (3.127)$$

Кривая $M=f(\varphi_{эл})$ на рис.3.51 свидетельствует о том, что среднее по пройденному пути значение электромагнитного момента меньше, чем максимум момента по угловой характеристике, и зависит от угла, при котором осуществляется коммутация токов. Наибольшее значение среднего момента соответствует коммутации в точках пересечения кривых 1-8, обозначенных a_1 - a_8 , при этом средний за один шаг момент определяется соотношением

$$M_{ср.мах} = (2M_{мах} m/\pi) \sin(\pi/2m). \quad (3.128)$$

где m - число фаз двигателя.

Средний момент во времени может несколько отличаться от (3.128) в сторону уменьшения в связи с пульсациями скорости ротора. При $f_1=\text{const}$ статическая механическая характеристика в шаговом режиме при малых значениях f_1 имеет вид, показанный на рис.3.52,а (1).

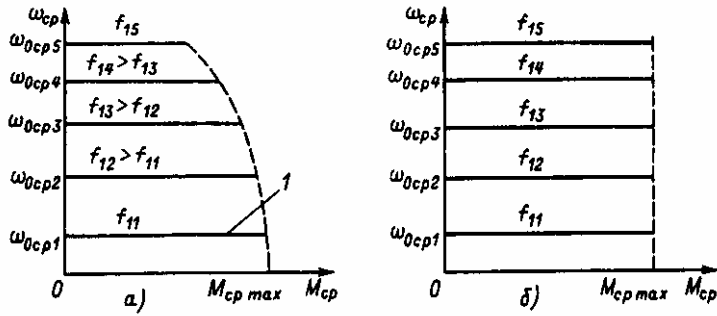


Рис. 3.52. Механические характеристики синхронного двигателя в шаговом режиме

Следовательно, в шаговом режиме при постоянной частоте f_1 статическая механическая характеристика двигателя подобна рассмотренной выше для случая питания двигателя от сети. Отличием шагового режима является дискретный характер вращения вектора поля статора. Это наглядно показывают зависимости $\phi_{0эл} = f(\phi_{эл})$ на рис.3.51 и приведенные там же диаграммы, характеризующие дискретные положения вектора тока статора.

Ступенчатая зависимость $\phi_{0эл} = f(\phi_{эл})$ определяет пульсации скорости ротора и снижение перегрузочной способности двигателя, определяемой (3.128).

Проведенный анализ работы синхронного двигателя в шаговом режиме при питании обмоток статора от источника напряжения справедлив только для небольших частот коммутации токов. При изменении частоты в широких пределах для строгого описания механической характеристики двигателя следует использовать систему уравнений (3.114) в записи для шагового режима:

$$\left. \begin{aligned} U_{1н} \cos(\phi_{0эл} - \phi_{эл}) &= R_1 i_{1d} + d\Psi_{1d}/dt - \omega_{эл} \Psi_{1q}; \\ -U_{1н} \sin(\phi_{0эл} - \phi_{эл}) &= R_1 i_{1q} + d\Psi_{1q}/dt + \omega_{эл} \Psi_{1d}; \\ u_{2d} &= R_2 i_{2d} + d\Psi_{2d}/dt; \\ M &= p_n (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}). \end{aligned} \right\} \quad (3.129)$$

Особенностью (3.129) является ступенчатый характер изменения $\phi_{0эл}(t)$. Необходимость решения системы для каждого шага двигателя усложняет задачу, поэтому анализ динамики шагового режима обычно осуществляется с помощью ЭВМ. Он показывает, что при питании от источника напряжения с возрастанием частоты f_1 увеличивается ЭДС статорных обмоток E_1 и ток $I_{1н}$ снижается. Возрастающее влияние электромагнитной инерции приводит к изменению формы токов $i_{1\alpha}$ и $i_{1\beta}$, показанных на рис.3.51. Эти факторы определяют снижение момента $M_{срmax}$, поэтому перегрузочная способность двигателя с ростом частоты уменьшается, как показано на рис.3.52,а.

В более широком диапазоне частот проведенный с помощью (3.126) анализ справедлив для шагового режима при питании всех обмоток двигателя от источников тока. В этом случае $I_B = \text{const}$, токи статора имеют форму, близкую к показанной на рис.3.51, и угловая характеристика определяется (3.126) при замене $\phi_{эл}$ на $\phi_{0эл} - \phi_{эл}$:

$$\begin{aligned} M &= p_n [L_{12d} I_B I_{1н} \sin(\phi_{0эл} - \phi_{эл}) + \\ &+ 0,5 I_{1н}^2 (L_{1d} - L_{1q}) \sin 2(\phi_{0эл} - \phi_{эл})]. \end{aligned} \quad (3.130)$$

Семейство механических характеристик, соответствующих этим условиям, представлено на рис.3.52,б. Здесь перегрузочная способность двигателя в широком частотном диапазоне остается практически неизменной.

Таким образом, в шаговом режиме синхронный двигатель способен обрабатывать перемещения, задаваемые числом электрических импульсов, коммутирующих токи статора в требуемой последовательности. Жесткая связь между числом шагов перемещения ротора и числом электрических импульсов является замечательным свойством этого двигателя, широко используемым в практике дискретного электропривода с цифровым управлением. Для этих целей разработаны и выпускаются промышленностью серии специальных синхронных двигателей, называемых шаговыми электродвигателями.

Шаговые электродвигатели имеют небольшую (до 4 кВт) мощность и исполняются с различным числом фаз ($m=3, 4, 5\dots$) и числом пар полюсов $p_n > 2$. От этих параметров зависит значение шага:

$$\Delta\phi_{ш} = \pi / m p_n. \quad (3.131)$$

Значение шага определяет точность отработки перемещений при показанном на рис.3.51 способе коммутации токов. На практике используются более сложные законы дискретного управления токами фаз статора, которые позволяют получать ряд промежуточных положений вектора $\vec{I}_s$, т. е. дробить шаг (3 125) на более мелкие дискреты и увеличивать точность управления движением электропривода.

Конструктивно шаговые двигатели имеют ряд исполнений по способу возбуждения (возбуждение ротора постоянным током, возбуждение с помощью постоянных магнитов, реактивные двигатели с $I_b=0$) и по характеру движения (двигатели с вращательным движением ротора, двигатели с линейным движением ротора, двигатели с многокоординатным линейным движением ротора).

Схема модели синхронного двигателя на рис.3.46,б при соответствующем законе коммутации токов обмоток статора полностью соответствует реальным шаговым двигателям различного исполнения. Поэтому проведенный анализ шагового режима работы отражает особенности шаговых двигателей. В частности, показанные на рис.3.51 зависимости наиболее близко соответствуют шаговым двигателям с питанием обмоток статора от источников тока и постоянными магнитами на роторе при рассмотренном законе импульсного возбуждения статора (без дробления шага).

3.17. Контрольные вопросы к гл. 3

1. Оцените влияние на механическую характеристику двигателя постоянного тока с независимым возбуждением изменений его температуры.
2. В каких случаях целесообразно использовать двигатель с последовательным или смешанным возбуждением?
3. Сравните влияние размагничивающего действия ротора асинхронного двигателя в режиме динамического торможения при $I_{\text{экв}}=I_{\text{дном}}$ и $I_{\text{экв}}=5 \cdot I_{\text{дном}}$.
4. Как влияет насыщение магнитной цепи асинхронного двигателя при питании от источника тока на параметры динамической жесткости линеаризованной механической характеристики?
5. Чем отличается шаговый двигатель от синхронного двигателя?
6. Как влияет явнополюсность на угловую характеристику синхронного двигателя?
- 7 Проанализируйте причины, по которым ограничивается перегрузочная способность различных двигателей.
- 8 Как влияет реакция якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением на его перегрузочную способность?

Глава четвертая

Динамика обобщенной разомкнутой электромеханической системы

4.1. Общие сведения

В предшествующих главах свойства механической части электропривода, с одной стороны, и электромеханического преобразователя - с другой, рассматривались обособленно от электромеханической системы в целом, составными частями которой они являются. Такое рассмотрение позволило выявить особенности механической части как динамического объекта, приводимого в движение и управляемого электромагнитным моментом двигателя без учета свойств применяемого двигателя. Этот же подход позволил рассмотреть важнейшие характеристики процессов электромеханического преобразования энергии в различных двигателях, проанализировать динамические особенности этих процессов также без непосредственного учета конкретных данных механической части электропривода. Полученный материал позволяет приступить к изучению взаимодействия электромеханического преобразователя с приводимой в движение механической частью в единой электромеханической системе.

Задачей данной главы является изучение динамических свойств разомкнутых электромеханических систем, рассматриваемых как объект управления. В практике современного электропривода значительное место занимают разомкнутые системы электропривода с релейно-контакторным управлением. Изучение материалов данной главы должно дать достаточные представления о характере переходных процессов электроприводов, о колебательности электромеханических систем, о расхождениях между статическими и динамическими характеристиками при изменениях нагрузки электропривода.

Эти же динамические особенности, а также передаточные функции и частотные характеристики электропривода по управлению и возмущению имеют основополагающее значение для анализа и синтеза замкнутых систем автоматического регулирования координат электромеханической системы. Из теории автоматического управления известно, что динамические свойства замкнутых систем определяются свойствами разомкнутой системы, ее передаточными функциями и частотными характеристиками. Знание свойств объекта необходимо при синтезе замкнутых систем регулируемых электроприводов, обладающих требуемым быстродействием, колебательностью и точностью отработки заданных режимов.

В результате изучения материалов данной главы необходимо знать математическое описание динамики и структурные схемы электромеханических систем, уметь с его помощью анализировать динамические свойства различных электроприводов, пользуясь частотным методом теории управления, классическим методом решения линейных дифференциальных уравнений, а также современной вычислительной техникой. При пользовании линеаризованными моделями электромеханических систем необходимо помнить о присущих реальным системам нелинейностях и уметь оценивать влияние наиболее существенных нелинейностей на динамические свойства и характеристики электроприводов.

Как установлено, в общем случае механическая часть электропривода обладает свойствами весьма слабо демпфированного колебательного звена. Необходимо уметь анализировать особенности взаимодействия электромеханического преобразователя с упругой механической системой, правильно оценивать влияние электрических параметров на колебательность, точность, динамические нагрузки электроприводов с упругими механическими связями. Без правильного понимания эффекта демпфирования упругих механических колебаний электроприводом, без умелого использования этого явления успешно решать наиболее сложные задачи современного автоматизированного электропривода практически невозможно. Первые представления об этом эффекте закладываются в данной главе и развиваются в дальнейшем изложении и в других специальных дисциплинах.

Для успешного освоения сложных вопросов динамики разомкнутых систем электропривода перед изучением данного материала необходимо проверить знание ряда конкретных вопросов из предшествующих учебных дисциплин. К их числу относятся математические методы решения линейных и нелинейных дифференциальных уравнений, корневые и частотные оценки колебательности динамических систем, свойства реального колебательного звена, изученные в теории управления.

В результате изучения должны быть получены практические навыки расчета частотных ха-

рактических и переходных процессов разомкнутых электромеханических систем. Приобретение и развитие этих навыков должны обеспечиваться практическими занятиями по курсу и самостоятельной работой студентов при выполнении курсовой работы и изучении примеров расчета.

4.2. Математическое описание и структурные схемы разомкнутых электромеханических систем

Электромеханическая связь объединяет электрическую часть электропривода с механической частью в единую электромеханическую систему, математическое описание которой составляют полученные в гл. 1 уравнения движения электропривода вместе с уравнениями механических характеристик электромеханических преобразователей, рассмотренными в гл. 3. В качестве основного представления механической части примем обобщенную двухмассовую расчетную механическую систему (см. рис.1.2,б), частным случаем которой при $c_{12}=\infty$ является жесткое приведенное механическое звено электропривода (см. рис.1.2,в).

Электромеханическая схема электропривода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения представлена на рис.4.1,а. Объединив уравнения (1.40) и (3.40) и положив $d/dt=p$, получим описание динамических процессов в виде

$$\left. \begin{aligned} u_b &= (R_b/k_\Phi)(1 + T_b p)\Phi; & u_a &= R_a(1 + T_a p)i_a + k\Phi\omega_1; \\ k\Phi i_a - c_{12}(\Phi_1 - \Phi_2) - M_{c1} &= J_1 p\omega_1; \\ c_{12}(\Phi_1 - \Phi_2) - M_{c2} &= J_2 p\omega_2. \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

Соответствующая уравнениям (4.1) структурная схема рассматриваемой электромеханической системы показана на рис.4.1,б. При переменном потоке система (4.1) нелинейна, поэтому

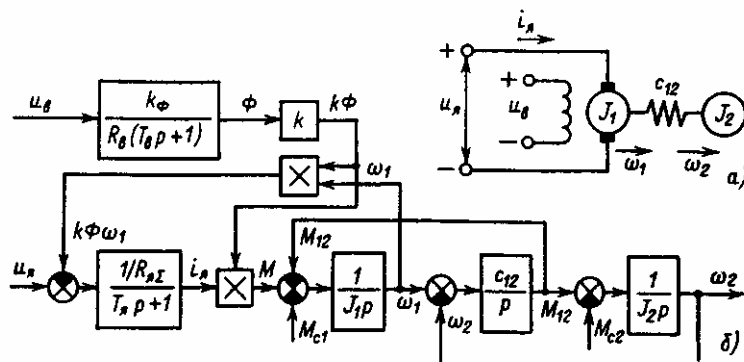


Рис. 4.1. Электромеханическая система электропривода постоянного тока с двигателем независимого возбуждения (а) и ее структурная схема (б)

записать уравнения динамики этой системы в виде

$$\left. \begin{aligned} (R_{a\Sigma}T_{b\Sigma}/k_\Phi)p\Phi &= u_a - k\Phi\omega_1 - T_a R_{a\Sigma} p i_a - (R_{a\Sigma}/k_\Phi)\Phi; \\ T_a R_{a\Sigma} p i_a &= u_a - k\Phi\omega_1 - (T_b R_{a\Sigma}/k_\Phi)p\Phi - R_{a\Sigma} i_a; \\ k\Phi i_a - c_{12}(\Phi_1 - \Phi_2) - M_{c1} &= J_1 p\omega_1; \\ c_{12}(\Phi_1 - \Phi_2) - M_{c2} &= J_2 p\omega_2. \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

На рис.4.2,б представлена структурная схема электромеханической системы с двигателем последовательного возбуждения, которая может быть использована при моделировании ее на АВМ или для подготовки программы для расчета на цифровой ЭВМ. При рассмотрении динамических режимов, в которых отклонения переменных от точки статического равновесия не выходят за пределы допустимой линеаризации нелинейной механической характеристики двигателя, следует пользоваться линеаризованным уравнением динамической механической характеристики (3.60).

для исследования динамических процессов необходимо использование ЭВМ либо линеаризация ее в области малых отклонений от точки статического равновесия. При постоянном потоке система линейна и первые два уравнения приводятся к виду (3.41).

Электромеханическая схема электропривода постоянного тока с двигателем последовательного возбуждения представлена на рис.4.2, а. С помощью (1.40) и (3.50) можно

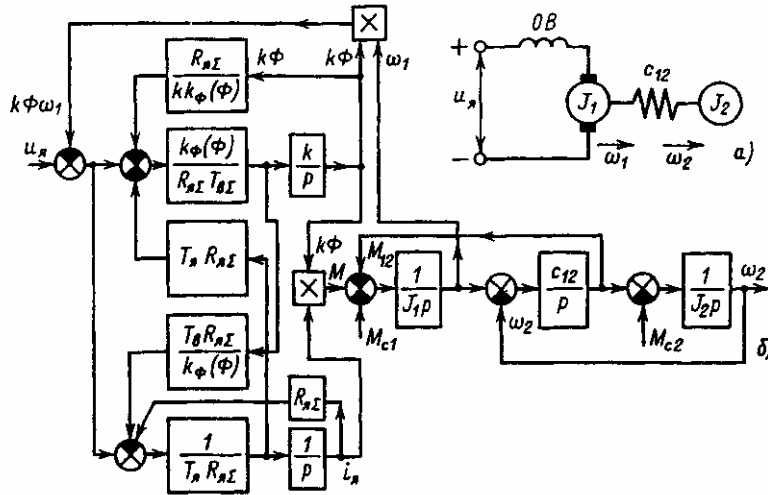


Рис. 4.2. Электромеханическая система электропривода постоянного тока с двигателем последовательного возбуждения (а) и ее структурная схема (б)

Уравнения динамики электромеханической системы с асинхронным двигателем (рис.4.3) могут быть записаны с помощью (3.64) в осях x, y в сочетании с уравнениями движения двухмассовой упругой системы (1.40):

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= R_1 \bar{i}_1 + d\bar{\Psi}_1/dt + j\omega_{0эл} \bar{\Psi}_1; \\ 0 &= R_2' \bar{i}_2' + d\bar{\Psi}_2/dt + j(\omega_{0эл} - \omega_{1эл}) \bar{\Psi}_2; \\ p_n L_{12} \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \cdot \bar{i}_2^*) - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} &= J_1 p \omega_1; \\ c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} &= J_2 p \omega_2, \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

где

$$\bar{\Psi}_1 = L_{11} \bar{i}_1 + L_{12} \bar{i}_2; \quad \bar{\Psi}_2 = L_{22} \bar{i}_2' + L_{12} \bar{i}_1.$$

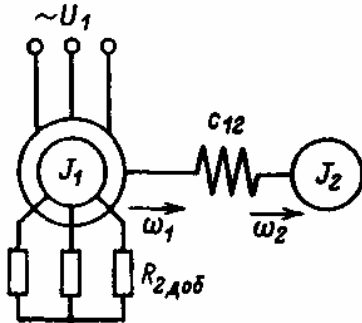


Рис.4 3. Электромеханическая система электропривода с асинхронным двигателем

Необходимость использования для исследования динамики асинхронного электропривода системы (4.3) возникает в случаях, когда рассматриваемый динамический процесс протекает при широких пределах изменения результирующего потока и скорости двигателя (например, пуск двигателя включением на сеть). Как выше отмечалось, во многих практических случаях изучаются динамические процессы, протекающие в окрестности той или иной точки статической характеристики, чаще всего в пределах рабочего участка механической характеристики. При этом целесообразно использовать линейризованные уравнения динамической механической характеристики асинхронного двигателя (3.95) и (3.111), учитывая вид источника питания.

Математическое описание динамических процессов в синхронном электроприводе получим, записав уравнения механической характеристики в осях d, q , связанных с явнополюсным ротором, на котором размещена обмотка возбуждения, и объединив их с уравнениями движения механической части (1.40):

$$\left. \begin{aligned} u_{1d} &= R_1 i_{1d} + p\Psi_{1d} - \omega_{1эл} \Psi_{1q}; \\ u_{1q} &= R_1 i_{1q} + p\Psi_{1q} + \omega_{1эл} \Psi_{1d}; \\ u_b &= R_b i_b + p\Psi_b; \\ p_n(\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d}) + \beta(\omega_0 - \omega_1) - M_{12} - M_{c1} &= J_1 p \omega_1; \\ M_{12} - M_{c2} &= J_2 p \omega_2; \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

где $\Psi_{1d} = L_{1d} i_{1d} + L_{12d} i_b$; $\Psi_{1q} = L_{1q} i_{1q}$; $\Psi_b = L_b i_b + L_{12d} i_{1d}$; $M_{12} = c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2)$; $\beta = 2M_k/\omega_0 s_k$

- модуль жесткости для асинхронной составляющей момента, обусловленной действием демпферной обмотки.

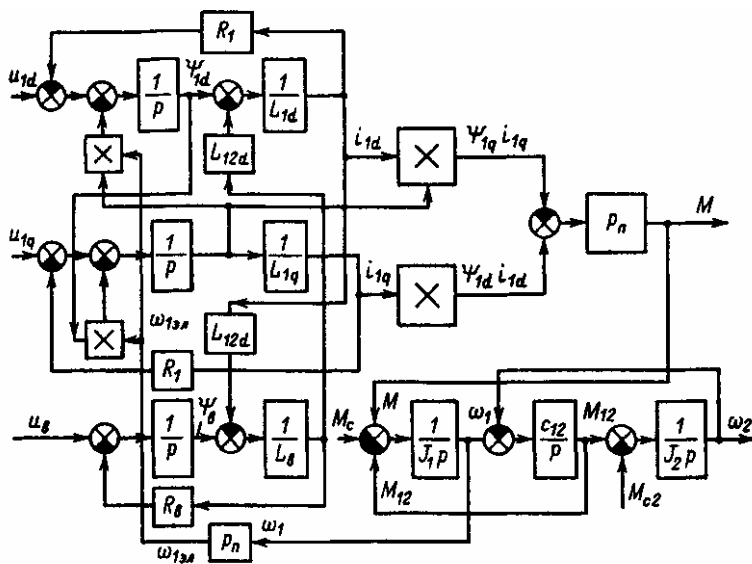


Рис. 4.4. Структурная схема электропривода с синхронным двигателем

Структурная схема синхронного электропривода как объекта управления, справедливая для области рабочего участка асинхронной механической характеристики $s \ll s_K$, представлена на рис.4.4. И в данной схеме очевидны существенные нелинейности, обусловленные произведениями переменных и наличием трансцендентных функциональных связей. Поэтому анализ условий движения электропривода с синхронным двигателем, учитывающий основные механические связи и электромагнитные процессы, также требует использования ЭВМ аналогично рассмотренным выше системам постоянного и переменного тока.

Возможности современной вычислительной техники позволяют исследовать динамику конкретных электромеханических систем и при более сложном виде математического описания, чем рассмотренные варианты. В электроприводах переменного тока, управляемых с помощью различных тиристорных преобразователей, в ряде случаев возникает необходимость записи уравнений относительно реальных токов и напряжений фаз трехфазного двигателя. В других случаях дополнительное усложнение математического описания бывает вызвано необходимостью учета несимметрии приложенных к фазам двигателя напряжений, учета зазоров в передачах и других особенностей. Во всех подобных случаях использование ЭВМ помогает получить требуемые решения.

Однако для обобщенного изучения физических особенностей электромеханических систем наиболее эффективным путем является использование допустимых упрощений, позволяющих вести исследование систем аналитическим путем. Приближенные, но удобные для оперативного анализа соотношения имеют неопределимое значение в практике исследования, проектирования и наладки электроприводов. Поэтому в дальнейшем изложении основное внимание уделяется изучению свойств электромеханических систем с учетом влияния нелинейностей на основе линеаризации нелинейных уравнений в окрестности точек статического равновесия.

4.3. Обобщенная электромеханическая система с линеаризованной механической характеристикой

Обращаясь к выполненному в гл. 3 анализу электромеханических свойств двигателей различного вида, можно установить, что при определенных условиях механические характеристики принципиально разнотипных двигателей описываются идентичными уравнениями. Соответственно в этих границах аналогичны и основные электромеханические свойства двигателей, что создает предпосылки для обобщенного изучения динамики электромеханических систем.

Возможность такого обобщения вытекает непосредственно из сравнения уравнений динамической жесткости, полученных в гл. 3 для двигателей с независимым возбуждением (3.44), с последовательным и смешанным возбуждением при линеаризации в окрестности точки статического равновесия (3.62) и для асинхронного двигателя при линеаризации рабочего участка характеристики при питании от источника напряжения (3.96) и тока (3.111,а). Все эти уравнения аналогичны по форме и отличаются только выражениями статической жесткости β и электромагнитной постоянной времени T_e (T_{Σ}). Следовательно, распространив обозначение T_e на двигатели постоянного тока ($T_{\Sigma} - T_e$), получим следующую форму записи уравнений динамики линеаризованных электромеханических систем:

$$\left. \begin{aligned} (1 + T_3 p) M &= \beta(\omega_0 - \omega_1); \\ M - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} &= J_1 p \omega_1; \\ c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} &= J_2 p \omega_2. \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

Уравнения (4.5) являются обобщенными уравнениями динамики электромеханической системы с двигателем, обладающим линейной или линеаризованной механической характеристикой, динамическая жесткость которой описывается передаточной функцией аperiodического звена с коэффициентом p и постоянной времени T_3 :

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -\beta / (1 + T_3 p). \quad (4.6)$$

Уравнениям (4.5) соответствует структурная схема обобщенной электромеханической системы, приведенная на рис.4.5.

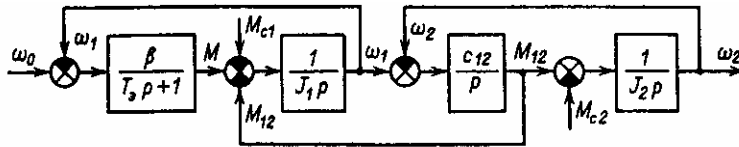


Рис. 4.5. Структурная схема обобщенной системы электропривода с двигателем, обладающим линейной механической характеристикой

Уравнения (4.5) и структурная схема на рис.4.5 справедливы для любого электропривода, уравнение механической характеристики которого в рассматриваемом процессе может быть с приемлемой точностью пред-

ставлено первым уравнением системы (4.5), а механическую часть удовлетворительно представляет двухмассовая расчетная схема механической части. Особенности применяемого двигателя при этом отражаются в конкретном смысле переменных и выражениях параметров. Для двигателя с независимым возбуждением

$$\omega_0 = \frac{U_a}{k\Phi}; \quad \beta = \frac{k^2 \Phi^2}{R_{я\Sigma}}; \quad T_3 = T_{я} = \frac{L_{я\Sigma}}{R_{я\Sigma}}. \quad (4.7)$$

Для двигателей с последовательным и смешанным возбуждением при линеаризации в окрестности точки статического равновесия

$$\left. \begin{aligned} \Delta\omega_0 &= \frac{\Delta u_a}{k\Phi^0}; \quad \beta = \frac{k\Phi^0(k\Phi^0 + kk'_{\Phi}I_a^0)}{R_{я\Sigma} + kk'_{\Phi}\omega^0}; \\ T_3 &= \frac{R_{я\Sigma}(T_{в\Sigma} + T_{я})}{R_{я\Sigma} + kk'_{\Phi}\omega^0}; \quad T_{в\Sigma} = T_{в} + T_{в.т}; \\ M &= \Delta M; \quad \omega = \Delta\omega. \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

Для асинхронного двигателя при линеаризации рабочего участка его механической характеристики в области $S < S_k$

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_n}; \quad \beta = \frac{2M_k}{\omega_{0ном} S_k}; \quad T_3 = \frac{1}{\omega_{0эл ном} S_k}. \quad (4.9)$$

Выражения M_k и S_k для питания от источников напряжения и тока были получены в гл.3.

Обобщенная электромеханическая система с механической характеристикой, описываемой линейным дифференциальным уравнением первого порядка, является основным объектом изучения теории электропривода. Она правильно отражает основные закономерности, свойственные реальным нелинейным электромеханическим системам в режимах допустимых отклонений от статического состояния, и благодаря простоте обеспечивает возможность обобщенного анализа этих закономерностей методами теории автоматического управления.

Для анализа основных особенностей динамики электропривода с синхронным двигателем возможна линеаризация системы (4.4) путем использования приближенного уравнения механической характеристики (3.122). Полагая механические связи абсолютно жесткими ($c_{12} \approx \infty$), можно описать динамические процессы синхронного электропривода следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} M &= \left[(c_{эм}/p) + \beta \right] (\omega_0 - \omega); \\ M - M_c &= J_\Sigma p \omega. \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

Структурная схема электромеханической системы с синхронным двигателем при допущениях, соответствующих (4.10), представлена на рис.4.6.

4.4. Динамические свойства электропривода с линейной механической характеристикой при жестких механических связях

При изучении свойств механической части электропривода было установлено, что во многих практических случаях влияние упругих колебаний на движение первой массы пренебрежимо мало. Имея в виду сочетания параметров механической части, при которых это условие выполняется, принимаем в (4.5) $c_{12}=\infty$, $\phi_1=\phi_2=\phi$, $\omega_1=\omega_2=\omega$. В результате получаем

$$\left. \begin{aligned} (1 + T_s p) M &= \beta (\omega_0 - \omega); \\ M - M_c &= J_\Sigma p \omega. \end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

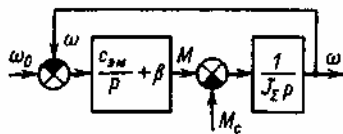


Рис. 4.6. Структурная схема синхронного электропривода при линеаризации

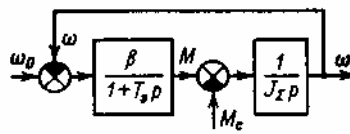


Рис. 4.7 Структурная схема электропривода с линейной механической характеристикой при $c_{12} = \infty$

Системе уравнений (4.11) соответствует структурная схема электропривода, представленная на рис.4.7. Эта схема заслуживает детального анализа, так как отражает основные свойства большого

числа конкретных электромеханических систем при $c_{12}=\infty$. Наиболее полно она соответствует электроприводу постоянного тока с компенсированным двигателем независимого возбуждения. В пределах рабочего участка механической характеристики она удовлетворительно описывает динамику асинхронного электропривода как при питании от источника напряжения, так и при питании от источника тока. При линеаризации механической характеристики двигателя с последовательным возбуждением данная схема позволяет анализировать свойства таких электроприводов в области малых отклонений от выбранной точки статической характеристики. В последнем случае область соответствия (4.11) объекту расширяется при возрастании насыщения магнитной цепи.

Таким образом, рассмотрение свойств электромеханической системы, описываемой (4.11), дает представления о динамических особенностях большинства промышленных разомкнутых систем электропривода, при этом отдельного рассмотрения требуют лишь свойства синхронного электропривода в связи с отличием (4.10) от (4.11).

Для анализа свойств электропривода с линейной механической характеристикой как объекта автоматического управления получим передаточную функцию системы по управляющему воздействию. В соответствии с рис.4.7

$$W_\omega(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{1}{T_s T_m p^2 + T_m p + 1}, \quad (4.12)$$

где $T_m = J_\Sigma / \beta$ - электромеханическая постоянная времени. Передаточная функция по возмущающему воздействию - моменту статической нагрузки M_c - имеет вид

$$W'_\omega(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = - \frac{1 + T_s p}{\beta (T_s T_m p^2 + T_m p + 1)}. \quad (4.13)$$

Характеристическое уравнение системы

$$T_s T_m p^2 + T_m p + 1 = 0.$$

Корни характеристического уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_s} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_s^2} - \frac{1}{T_s T_m}} = \frac{1}{T_m} \left(-\frac{m}{2} \pm \sqrt{\frac{m^2}{4} - m} \right), \quad (4.14)$$

где $m = T_m / T_s$ - отношение постоянных времени электропривода.

Значение m является важным показателем динамических свойств электропривода, непо-

средственно определяющим колебательность разомкнутой электромеханической системы при жестких механических связях. Если $m > 4$, то

$$p_1 = -\alpha_1; \quad p_2 = -\alpha_2.$$

Соответственно передаточная функция (4.12) может быть при таких параметрах преобразована к виду

$$W_\omega(p) = 1/(T_1 p + 1)(T_2 p + 1), \quad (4.15)$$

где $T_1 = 1/\alpha_1$; $T_2 = 1/\alpha_2$.

Следовательно, при $m > 4$ рассматриваемый электропривод для анализа может быть представлен в виде последовательного соединения двух инерционных звеньев с постоянными времени T_1 и T_2 . Частотные характеристики электропривода при таком сочетании параметров имеют вид, показанный на рис.4.8,а. Реакцию электропривода на скачок управляющего воздействия при нулевых начальных условиях и $M_c = 0$ характеризуют соответствующие (4.15) переходная функция

$$h(t) = 1 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{-\alpha_1 t} - \frac{\alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{-\alpha_2 t} \quad (4.16)$$

и импульсная (весовая) функция

$$h'(t) = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} (e^{-\alpha_2 t} - e^{-\alpha_1 t}). \quad (4.17)$$

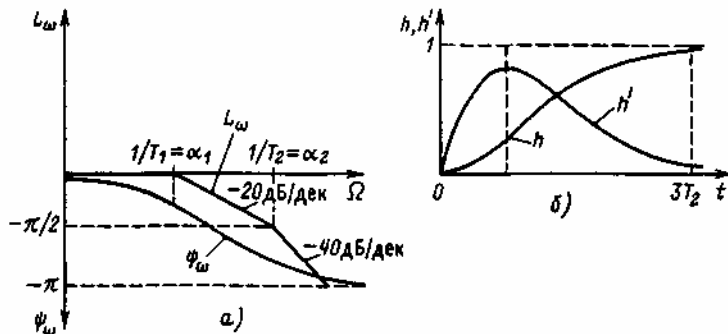


Рис. 4.8. Частотные (а) и временные (б) характеристики электропривода с линейной механической характеристикой при $m > 4$

деленном масштабе изменения электромагнитного момента двигателя $M(t)$. Максимум момента $M_{\max} \sim h'_{\max}$ возрастает при увеличении скачка управляющего воздействия, поэтому при использовании (4.16) и (4.17) скачок u_d или f_1 должен быть ограничен значением, при котором $M_{\max}$ остается в пределах, допустимых по перегрузочной способности двигателя или по условиям линеаризации механической характеристики.

При $m=4$ характеристическое уравнение системы имеет два равных отрицательных корня: $p_{1,2} = -\alpha = -1/2T$. В этом случае передаточная функция (4.12) преобразуется к виду

$$W_\omega(p) = 1/(Tp + 1)^2, \quad (4.18)$$

где $T = 1/\alpha$.

Электропривод при таком сочетании параметров обладает свойствами, аналогичными рассмотренным для $m > 4$. В этом можно

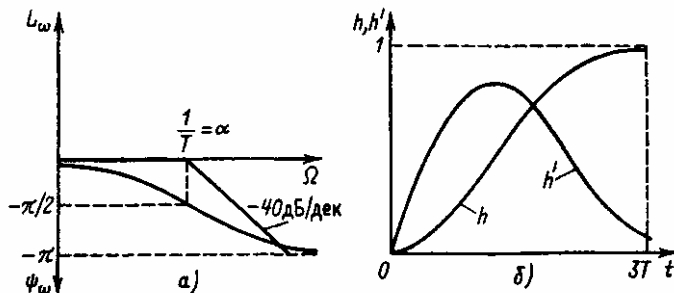


Рис. 4.9. Частотные (а) и временные (б) характеристики электропривода с линейной механической характеристикой при $m = 4$

Соответствующие (4.16) и (4.17) зависимости представлены на рис.4.8,б. Зависимость $h(t)$ дает представление о законе изменения скорости электропривода $\omega(t)$ при приложении к якору двигателя постоянного тока скачка напряжения U_d или изменении частоты тока статора асинхронного двигателя f_1 скачком. Из уравнения движения при $M=0$ следует, что весовая функция $h'(t)$ здесь характеризует в опре-

деленном масштабе изменения электромагнитного момента двигателя $M(t)$. Максимум момента $M_{\max} \sim h'_{\max}$ возрастает при увеличении скачка управляющего воздействия, поэтому при использовании (4.16) и (4.17) скачок u_d или f_1 должен быть ограничен значением, при котором $M_{\max}$ остается в пределах, допустимых по перегрузочной способности двигателя или по условиям линеаризации механической характеристики.

$$h(t) = 1 - (1 + \alpha t) e^{-\alpha t};$$

$$h'(t) = \alpha^2 t e^{-\alpha t}.$$

При сочетаниях параметров, которым соответствуют значения $m < 4$, характеристическое

уравнение имеет комплексно-сопряженные корни

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\Omega_p,$$

и электропривод представляет собой колебательное звено с коэффициентом затухания $\xi < 1$, уменьшающимся по мере уменьшения t . Учитывая обозначения коэффициентов передаточной функции колебательного звена, принятые в теории управления, можно записать

$$W_\omega(p) = \frac{1}{T_3 T_m p^2 + T_m p + 1} = \frac{1}{T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1}. \quad (4.19)$$

С помощью (4.19) установим связь между параметрами электропривода и обобщенного колебательного звена:

$$T_1 = \sqrt{T_3 T_m}; \quad 2\xi T_1 = T_m; \quad \xi = \frac{T_m}{2T_1} = \frac{\sqrt{m}}{2}. \quad (4.20)$$

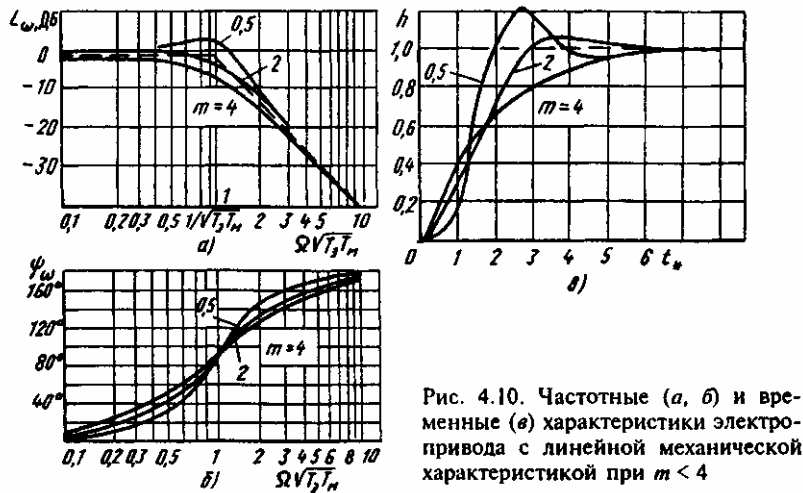


Рис. 4.10. Частотные (а, б) и временные (в) характеристики электропривода с линейной механической характеристикой при $m < 4$

Значениям $m < 4$ соответствуют коэффициенты затухания $\xi < 1$.

Частотные характеристики колебательного звена при $m=0,5; 2; 4$ ($\xi=0,35; 0,71; 1$) представлены на рис.4.10,а,б. Они показывают, что при уменьшении m колебательность электропривода возрастает и при $m < 2$ ($\xi < 0,71$) в ЛАЧХ проявляется резонансный пик, быстро возрастающий с уменьшением m . Переходная функция электропривода при $m < 4$ выражается соотношением

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{m}{2T_m}t} \left(\cos \frac{\sqrt{4m-m^2}}{2T_m} t + \frac{m}{\sqrt{4m-m^2}} \sin \frac{\sqrt{4m-m^2}}{2T_m} t \right). \quad (4.21)$$

Импульсная функция:

$$h'(t) = \frac{2m}{T_m \sqrt{4m-m^2}} e^{-\frac{m}{2T_m}t} \sin \frac{\sqrt{4m-m^2}}{2T_m} t. \quad (4.21a)$$

На рис.4.10,б представлен ряд зависимостей $h(t^*)$, где $t^*=t/T_3$, соответствующих тем же значениям m , что и на рис.4.10,а. Рассматривая (4.14) и (4.21), можно установить, что общее время затухания колебаний зависит только от T_3 . Так как $T_3=T_m/m$ при данной постоянной T_m , затухание и частота колебаний определяются соотношением постоянных m . Только от m зависит и по-

$$\lambda = 2\pi\alpha/\Omega_p = 2\pi m/\sqrt{4m-m^2}. \quad (4.22)$$

казатель колебательности - логарифмический декремент колебаний:

При $m=2$ и $\lambda=6,28$ колебания затухают практически за один период, а скорость электропривода достигает установившегося значения с небольшим превышением его в переходном процессе, составляющим около 5% установившегося значения. При $m < 2$ затухание колебаний ухудшается, и в переходном процессе максимальные значения скорости все в большей мере превышают установившееся значение. При данном m общее время переходного процесса увеличивается пропорционально увеличению T_m . Представленные на рис.4.8-4.10 ЛФЧХ $\Psi(\Omega)$ свидетельствуют о том, что при одинаковом максимальном угле сдвига колебаний по фазе $\Psi_{\max}=-\pi$ с уменьшением m изменения фазы в области частоты недемпфированного электромеханического резонанса $\Omega_{эм}=1/T_1=1/\sqrt{T_3 T_m}$ становятся все более быстрыми.

Сравнивая (4.12) и (4.13), можно убедиться, что при колебаниях нагрузки электромагнитная инерция определяет при прочих равных условиях более высокие амплитуды колебаний скорости в области резонанса в связи с наличием в числителе (4.13) передаточной функции форсирующего звена с постоянной времени T_3 .

Таким образом, электропривод с линейной механической характеристикой вследствие электромагнитной инерции представляет собой при жестких механических связях колебательное звено, показатели колебательности которого λ и ξ зависят только от соотношения постоянных времени $m=T_M/T_\Sigma$, а быстродействие определяется электромагнитной постоянной времени T_Σ или при данном m - электромеханической постоянной времени T_M .

При работе на естественной характеристике значения T_Σ лежат в пределах $T_\Sigma=0,01\div 0,1$ с, причем для асинхронных двигателей T_Σ при питании от источника напряжения меньше, чем для двигателей постоянного тока той же мощности. Электромеханическая постоянная T_M изменяется в более широких пределах, и ее удобно выразить через расчетную величину - электромеханическую постоянную времени собственно двигателя - и отношение моментов инерции электропривода J_Σ и якоря двигателя $J_{дв}$:

$$T_M = \frac{J_\Sigma}{\beta} = \frac{J_{дв}}{\beta} \frac{J_\Sigma}{J_{дв}} = T_{M\text{ дв}} \frac{J_\Sigma}{J_{дв}}. \quad (4.23)$$

Для двигателей мощностью выше 10 кВт ориентировочно $T=0,01\div 0,1$ с, причем обычно постоянная времени $T_{M\text{ дв}}$ соизмерима или близка T_Σ . Поэтому для электроприводов с небольшим моментом инерции механизма наиболее вероятные значения m заключены в пределах $0,5 < m < 2$, а для электроприводов со значительной инерцией механизма $m > 2$. Из изложенного следует, что в этих пределах резонансное усиление колебаний невелико и электропривод представляет собой колебательное звено с высоким коэффициентом демпфирования $\xi > 0,4$.

Это обстоятельство при рассмотрении электропривода с линейной механической характеристикой как объекта автоматического регулирования позволяет прибегать к упрощенному представлению передаточной функции (4.12) в виде

$$M_\omega(p) = \frac{1}{(\sqrt{T_\Sigma T_M} p + 1)^2}, \quad (4.24)$$

т. е. заменять колебательное звено двумя аperiодическими с постоянной $T_1 = \sqrt{T_\Sigma T_M}$. Асимптотическая ЛАЧХ, соответствующая (4.24), при $\Omega < 1/T_1$ имеет вид горизонтальной прямой, совпадающей с осью абсцисс, а при $\Omega > 1/T_1$, представляет собой прямую с наклоном -40 дБ/дек (штриховая линия на рис.4.10,а). Сравнивая эту зависимость с реальными ЛАЧХ колебательного звена при различных значениях ξ , можно установить, что при $\xi > 0,4$ расхождения незначительны. Погрешность в сторону занижения амплитуды при $\xi > 0,4$ не превышает 3 дБ, что обычно допустимо.

Для многих электроприводов малой мощности $m > 4$, при этом можно пренебречь электромагнитной инерцией, положив в (4.11)

$$M = \beta(\omega_0 - \omega); \quad M - M_c = \beta T_M p \omega. \quad (4.25)$$

Структурная схема, соответствующая (4.25), приведена на рис.4.11,а. Ее нетрудно преобразовать к виду рис.4.11,б, который свидетельствует о том, что при этих параметрах электропривод с линейной механической характеристикой приближенно представляет собой инерционное звено с постоянной времени T_M . Частотные характеристики электропривода, соответствующие такому представлению, показаны на рис.4.11,в, а переходная и весовая функции, определяемые соотношениями

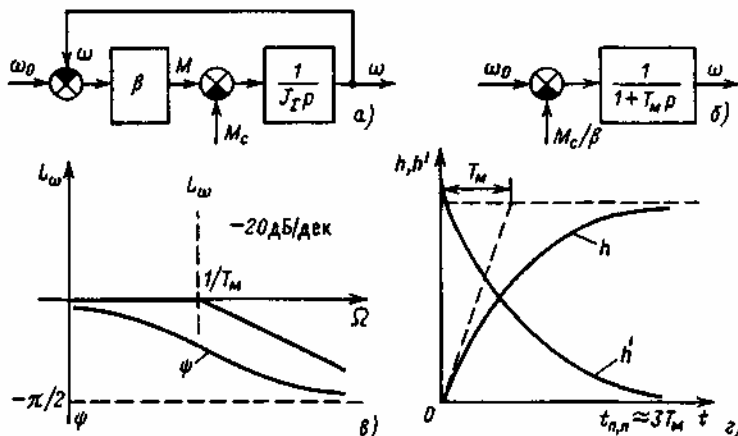


Рис 4.11. Структурные схемы (а, б) частотные (в) и временные (з) характеристики электропривода при $T_\Sigma = 0$

$$h(t) \approx 1 - e^{-t/T_m}; \quad (4.26)$$

$$h'(t) = (1/T_m) e^{-t/T_m}, \quad (4.27)$$

построены на рис.4.11,г. С помощью этого рисунка можно пояснить физический смысл электромеханической постоянной времени. Электромеханическая постоянная T_m представляет собой время, за которое электропривод достиг бы установившейся скорости, двигаясь равномерно ускоренно под действием постоянного динамического момента, равного начальному значению:

$$M_{\text{дин нач}} = J_{\Sigma} (d\omega/dt)_{\text{нач}}.$$

Сравнивая кривые, приведенные на рис.4.11, с аналогичными кривыми на рис.4.8, которые соответствуют $m > 4$ при учете электромагнитной инерции, можно сделать следующие выводы. При анализе переходных процессов в разомкнутой системе электропривода при $m > 4$, как правило, можно без большой погрешности пренебрегать влиянием электромагнитной инерции и принимать $T_3 \approx 0$. При синтезе замкнутых систем регулирования координат электромеханической системы малую постоянную T_3 при $m > 4$ следует учитывать во избежание ошибок, вносимых учетом потери запаса по фазе на частоте среза контура регулирования, обусловленной электромагнитной инерцией электромеханического преобразователя.

4.5. Устойчивость статического режима работы электропривода

Статическому режиму работы соответствует движение всех элементов электромеханической системы с постоянной и одинаковой приведенной скоростью. Этот режим наступает после затухания свободных составляющих переходного процесса, вызванного изменением управляющего или возмущающих воздействий, и характеризуется равенством электромагнитного момента двигателя суммарному моменту нагрузки.

Последнее следует непосредственно из уравнений движения электропривода, если положить в них $p=0$. Так, для электромеханической системы с упругой связью, положив $p=0$ в (4.5), получим

$$M - c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c1} = 0;$$

$$c_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) - M_{c2} = 0.$$

откуда

$$M = M_{c1} + M_{c2} = M_c.$$

Для одностепенной расчетной механической схемы, приняв $p=0$ в уравнении движения электропривода

$$M - M_c = J_{\Sigma} p\omega,$$

получим тот же результат: $M=M_c$.

В гл.1 было показано, что в общем случае момент нагрузки в той или иной степени зависит от скорости. Зависимость $M_c=f(\omega)$ или $\omega=f(M_c)$ является механической характеристикой исполнительного механизма, а так как момент двигателя также в соответствии с его механической характеристикой зависит от скорости, условие статического режима можно записать в таком виде:

$$M(\omega_c) = M_c(\omega_c), \quad (4.28)$$

где ω_c - скорость электропривода в статическом режиме.

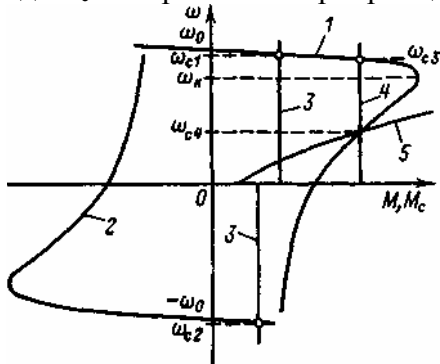


Рис.4.13. К анализу статической устойчивости электропри-

вода

Графически условие (4.28) определяется точкой пересечения механической характеристики двигателя $\omega=f(M)$ с механической характеристикой исполнительного механизма $\omega=f(M_c)$ (рис.4.13). На этом рисунке в качестве примера представлены механические характеристики 1 и 2 асинхронного двигателя для двух направлений вращения его магнитного поля, а также ряд механических характеристик различных исполнительных механизмов (3-5). Характеристика 3, как было показано в гл.1, соответствует механизму с активной полезной нагрузкой, например подъемной лебедке. При $\omega>0$, что соответствует подъему груза, пересечение этой характеристики с механической характеристикой двигателя дает точку статического режима ω_{c1} , в которой двигатель, работая в двигательном режиме, преодолевает активный полезный момент и реактивный момент механических потерь. При противоположном направлении вращения ($\omega<0$) характеристика 3, пересекаясь с характеристикой двигателя 2, дает точку статического режима ω_{c2} . Здесь двигатель работает в режиме рекуперативного торможения и его тормозной момент совместно с реактивным моментом механических потерь уравнивает движущий момент полезной нагрузки.

Характеристика 4 пересекается с механической характеристикой двигателя в двух точках, чему соответствуют две скорости ω_{c3} и ω_{c4} , при которых выполняется условие статического равновесия (4.28). Однако устойчивым это равновесие является только при скорости ω_{c3} . Незначительное отклонение скорости от ω_{c4} вниз дает уменьшение момента двигателя, и в соответствии с (4.27) появляется динамический момент отрицательного знака, вызывающий дальнейшее снижение скорости. Аналогичное отклонение скорости вверх от ω_{c4} приводит, напротив, к увеличению момента двигателя и появлению положительного динамического момента, что вызывает дальнейшее возрастание скорости вплоть до $\omega=\omega_{c3}$. При этом значении скорости динамические моменты, возникающие при любом малом отклонении скорости, направлены на уменьшение возникшего отклонения скорости и возвращают электропривод в точку устойчивого равновесия. Увеличение момента нагрузки вплоть до значения, соответствующего критическому моменту двигателя, приводит к слиянию точек устойчивого и неустойчивого равновесия в одну точку неустойчивого равновесия $\omega=\omega_k=\omega_0(1-S_k)$, поэтому участок механической характеристики асинхронного двигателя при $\omega<\omega_k$ обычно называют неустойчивым.

Условия возникновения динамического момента при отклонениях от точки статического равновесия зависят как от формы характеристики двигателя, так и от вида характеристики исполнительного механизма. На рис.4.13 показана механическая характеристика вентилятора 5, пересекающая характеристику двигателя в точке ω_{c4} . Путем аналогичного анализа можно установить, что благодаря более значительным изменениям момента нагрузки, чем момента двигателя, возникающие при отклонениях скорости от ω_{c4} динамические моменты возвращают систему к скорости ω_{c4} и равновесие становится устойчивым.

Из изложенного следует, что при $M_c=\text{const}$ устойчивость статического режима работы зависит от знака жесткости статической механической характеристики двигателя. Условие устойчивости: $\beta_{ст}=dM/d\omega<0$. Если момент механизма зависит от скорости, то его механическая характеристика также обладает определенной жесткостью $\beta_{мех}=dM_c/d\omega$, при этом условие статической устойчивости принимает вид

$$\beta_{ст} - \beta_{мех} < 0. \quad (4.29)$$

Следует иметь в виду, что приведенные рассуждения и полученные условия устойчивости статического режима работы справедливы только для электроприводов, у которых статическая и динамическая механические характеристики совпадают, например, в случае, когда $T_3=0$. В общем случае устойчивость статического режима работы электропривода определяется динамической жесткостью механической характеристики и параметрами механической части привода, поэтому она должна устанавливаться на основании анализа корней характеристического уравнения системы или частотными методами теории автоматического регулирования.

4.6. Понятие о демпфировании электроприводом упругих механических колебаний

Представляя электропривод простейшей структурной схемой на рис.4.7, необходимо пом-

нить, что учет упругих механических связей всегда в той или иной степени искажает фактический характер процессов. Наряду с задачами, для решения которых в конкретных условиях эти искажения не имеют существенного значения, имеется широкий круг практических вопросов, правильно решить которые без учета упругостей невозможно. Кроме того, при решении любых задач нужно уметь оценивать влияние упругих связей на динамику электромеханической системы. Поэтому анализ особенностей взаимодействия электропривода, обладающего линейной механической характеристикой, с механизмом, содержащим упругие связи, в единой системе имеет важное практическое значение.

Проведем анализ влияния упругих связей с помощью обобщенной структуры электромеханической системы, представленной на рис.4.5. Для удобства анализа процессов по управлению положим $M_{c1}=M_{c2}=0$ и воспользуемся преобразованной структурной схемой механической части, приведенной на рис.1.12,в. Полученная таким образом структурная схема электропривода с упругой связью приведена на рис.4.14. Здесь передаточные функции механической части выражены через обобщенные параметры γ , Ω_{12} и $T_{m1}=J_1/\beta$, причем $\gamma T_{m1}\beta=J_\Sigma$ (см. §1.5).

Обращаясь к анализу свойств механической части, выполненному в §1.5, можно заключить, что в структуре на рис.4.14 механическая часть объекта представляет собой консервативное колебательное звено, в котором при $M=\text{const}$ возникшие механические колебания при принятых допущениях не затухают. Однако, рассматривая схему на рис.4.14, можно установить, что колебания скорости двигателя ω_0 , благодаря наличию внутренней обратной связи по скорости в системе электропривода должны вызывать колебания момента, обусловленные динамической жесткостью механической характеристики:

$$M(p) = -\beta \omega_1(p) / (1 + T_3 p). \quad (4.30)$$

При отсутствии электромагнитной инерции ($T_1=0$)

$$M = -\beta \omega_1.$$

Сравнивая эту зависимость с (1.18), можно убедиться, что при отсутствии электромагнитной инерции двигатель создает воздействующий на первую массу момент, аналогичный моменту вязкого трения. Следовательно, электропривод благодаря наличию электромеханической связи оказывает на колебания в механической части демпфирующее действие, аналогичное действию вязкого трения. Степень затухания колебаний в консервативной механической системе является количественным показателем демпфирующей способности электропривода.

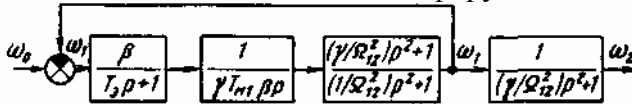


Рис 4.14 Преобразованная структурная схема двухмассовой упругой системы

Рассмотрим эффект демпфирования упругих колебаний на простейшем примере, предположив, что момент инерции второй массы настолько велик, что она практически не совершает колебаний, а электромагнитная инерция настолько мала, что можно принять $T_3=0$. Этим условиям соответствуют электромеханическая схема на рис.4.15,а и структурная схема, изображенная на рис.4.15,б. Путем преобразования этой структуры получим передаточную функцию объекта по управляющему воздействию ω_0 :

$$W_{\omega_1(p)} = \frac{\omega_1(p)}{\omega_0(p)} = \frac{p}{T_{m1}p^2 + p + T_{m1}\Omega_{12}^2}. \quad (4.31)$$

Характеристическое уравнение системы

$$p^2 + (1/T_{m1})p + \Omega_{12}^2 = 0.$$

Корни данного уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{m1}} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T_{m1}}\right)^2 - \Omega_{12}^2}.$$

Если $\Omega_{12} > 1/2T_{m1}$ корни являются комплексно-сопряженными:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{m1}} \pm j \sqrt{\Omega_{12}^2 - \frac{1}{4T_{m1}^2}} = \alpha \pm j\Omega. \quad (4.32)$$

Нетрудно видеть, что при $T_m \neq \infty$ колебания в рассматриваемой упругой электромеханической системе затухают вследствие демпфирующего действия электропривода. Рассмотрим влияние параметров электропривода на затухание колебаний, характеризуемое логарифмическим декрементом

$$\lambda = 2\pi\alpha/\Omega = 2\pi/\sqrt{4T_{m1}^2\Omega_{12}^2 - 1}. \quad (4.33)$$

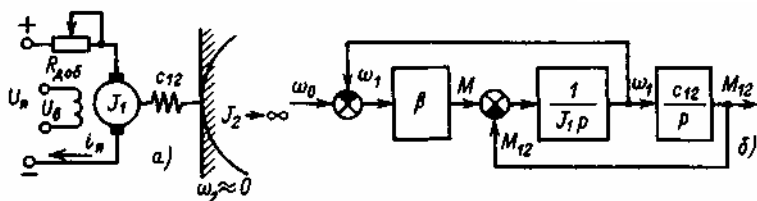


Рис. 4.15. К анализу демпфирующего действия электропривода при $J_2 = \infty$ и $T_2 = 0$

Пусть якорь двигателя питается от источника тока $I_a = I_1 = \text{const}$, тогда при $\Phi = \Phi_{\text{ном}} = \text{const}$ $M = cI_1 = M_1 = \text{const}$. Механическая характеристика двигателя, соответствующая этому режиму, приведена на рис.4.16,а (прямая 1). Ей соответствуют $\beta = 0$ и $T_{m1} = \infty$, при этом по (4.33) $\lambda = 0$. Следовательно, при $\beta = 0$ демпфирующее действие электропривода на механические колебания отсутствует.

Подключив якорь к источнику регулируемого напряжения u_a , можно при различных u_a вводить добавочные резисторы $R_{\text{доб}}$ с такими сопротивлениями, при которых $I_{\text{кз}} = I_1 = \text{const}$, и получить семейство механических характеристик 2-7, показанных на рис.4.16,а. Этим характеристикам соответствуют значения

$$\beta = c^2 / (R_a + R_{\text{доб}}),$$

изменяющиеся в пределах от 0 до β_e . При увеличении β от 0 до β_e значения T_{m1} изменяются от ∞ до T_{m1e} и в соответствии с (4.33) затухание колебаний постепенно увеличивается. При $\beta = \beta_{\text{кр}}$, когда $2T_{m1\text{кр}}\Omega_{12} = 1$, в соответствии с (4.33) $\lambda = 0$ и переходный процесс в системе приобретает апериодический характер. Таким образом, зависимость $\lambda = f(\beta)$ имеет вид, показанный на рис.4.16,б (кривая 1). Рассматривая эту кривую, можно убедиться, что изменение жесткости механической характеристики является эффективным средством изменения колебательности системы. Каждому значению J_1 и c_{12} соответствует определенное значение $\beta_{\text{кр}}$, обеспечивающее критическое демпфирование ($\lambda = \infty$):

$$\beta_{\text{кр}} = 2J_1\Omega_{12}^2 = 2\sqrt{J_1c_{12}}.$$

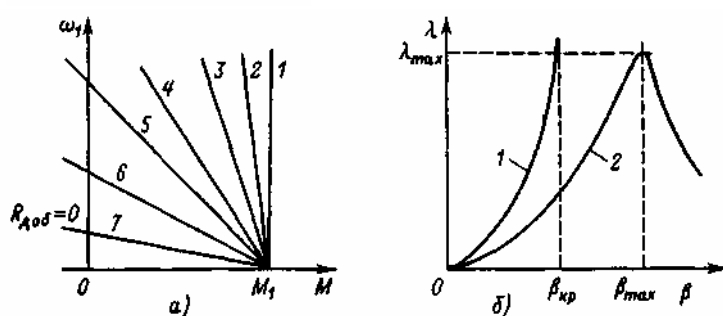


Рис. 4.16. Механические характеристики (а) и соответствующие характеристики демпфирования (б)

При $J_2 = \infty$ дальнейшее увеличение β в области $\beta > \beta_{\text{кр}}$ в соответствии с (4.32) вызывает монотонное возрастание коэффициента затухания λ , так как вторая масса колебаний совершать не может. При конечных значениях J_2 и γ вторая масса вовлекается в процесс колебаний, причем в случае жесткой заделки первой массы возникшие колебания не затухают. Следовательно, если принять, что $\beta \rightarrow \infty$, и $T_{m1} \rightarrow 0$, то в двухмассовой системе демпфирование должно уменьшаться и $\lambda \rightarrow 0$. Зависимость $\lambda = f(\beta)$ для двухмассовой упругой электромеханической системы показана на рис.4.16,б (кривая 2). Здесь высокое демпфирование соответствует более узкой области значений β , причем существует оптимальное значение β_{max} , при котором $\lambda = \lambda_{\text{max}}$. Значения λ_{max} зависят от конкретного сочетания параметров электромеханической системы, и при высоком демпфировании может существовать область значений β , которым соответствуют $\lambda = \lambda_{\text{max}} = \infty$.

Знание взаимосвязи демпфирующего действия электропривода с параметрами системы имеет важное практическое значение, при этом особый интерес представляет выявление сочетаний

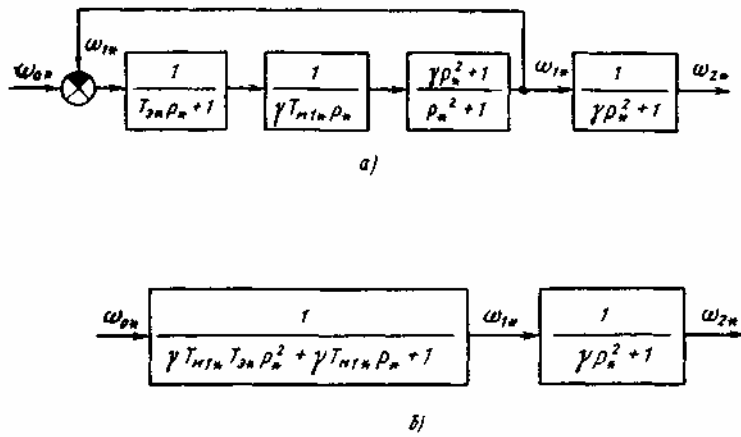


Рис 4.17 Нормированная структурная схема двухмассовой упругой системы

ными схемами.

Примером нормированной структурной схемы может служить схема на рис.4.14. Рассматривая ее, можно убедиться, что все частные коэффициенты в исходном математическом описании выражены через минимальное число обобщенных параметров: γ , Ω_{12} , T_{m1} , T_3 . Число этих параметров можно сократить еще на единицу, используя переход к относительному безразмерному времени $t^* = \Omega_{12}t$ и соответственно к безразмерному оператору $p^* = p/\Omega_{12}$. Нормированная структура электромеханической системы при безразмерном времени t^* представлена на рис.4.17,а, причем $T_{m1}^* = T_{m1}\Omega_{12}$ и $T_3^* = T_3\Omega_{12}$.

С помощью общего приема преобразования структурных схем определим по рис.4.17,а передаточную функцию системы по управлению при выходной величине ω_{2*} ;

$$W_{\omega_{2*}} = \frac{\omega_{2*}(p)}{\omega_{0*}(p)} = \frac{1}{\gamma T_{m1}^* T_3^* p^4 + \gamma T_{m1}^* p^3 + \gamma(1 + T_{m1}^* T_3^*) p^2 + \gamma T_{m1}^* p + 1}, \quad (4.34)$$

где $\omega_{2*} = \omega_2/\Omega_{12}$ и $\omega_{0*} = \omega_0/\Omega_{12}$.

Характеристическое уравнение системы представим в виде

$$\gamma T_3^* p^4 + \gamma p^3 + \gamma \left[(1/T_{m1}^*) + T_3^* \right] p^2 + \gamma p + 1/T_{m1}^* = 0. \quad (4.35)$$

Корни (4.35) являются полюсами передаточной функции (4.34) и в связи с отсутствием в ней нулей полностью определяют вид частотных характеристик и переходных процессов по управлению $\omega_{0*}(p^*)$. В зависимости от сочетания параметров уравнение (4.35) может иметь либо две пары комплексно-сопряженных корней либо два комплексно-сопряженных и два действительных корня либо, наконец, все действительные корни. Прямой оценкой колебательности системы при этом может служить логарифмический декремент

$$\lambda = 2\pi\alpha/\Omega_p, \quad (4.36)$$

где α и Ω_p - показатель затухания и резонансная частота для той пары корней, которой соответствует меньшее значение λ .

Минимальное число обобщенных параметров, от которых зависят корни (4.35), создает благоприятные условия для обобщенного анализа демпфирующего действия электропривода в разомкнутой системе. При $T_3^* = \text{const}$ колебательность электромеханической системы в соответствии с (4.35) зависит только от соотношения масс γ и от относительной электромеханической постоянной $T_{m1}^* = J_1\Omega_{12}/\beta$. Проведем анализ зависимости $\lambda = f(\gamma; T_{m1}^*)$ для случая $T_3^* = 0$. Подставляя это значение в (4.35), получаем

$$\gamma p^3 + (\gamma/T_{m1}^*) p^2 + \gamma p + 1/T_{m1}^* = 0. \quad (4.37)$$

Примем, что имеется возможность изменять модуль жесткости механической характеристики в пределах от бесконечности до нуля, что обеспечит при данных параметрах механической части γ , Ω_{12} и J_1 изменения постоянной времени T_{m1} , также от 0 до ∞ . Рассмотрим, какими свойствами будет обладать система при крайних значениях варьируемого параметра T_{m1}^* . При $T_{m1}^* = \infty$ ($\beta = 0$) уравнение (4.37) примет вид

параметров, обеспечивающих возможный максимум демпфирования, т. е. значения $\lambda_{\max}$ и их связь с параметрами системы. Анализ этих закономерностей упрощается удачным выбором системы обобщенных параметров и относительных единиц, через которые выражаются коэффициенты и переменные исходной структурной схемы электромеханической системы. Преобразованные таким образом структурные схемы называют нормированными структур-

$$p \cdot (p^2 + 1) = 0,$$

т. е. при этом система содержит недемпфированное механическое колебательное звено с частотой свободных колебаний Ω_{12} .

Как выше было показано, при $\beta=0$ электромеханическая связь отсутствует, момент M не колеблется, отвода энергии колебаний в электрическую часть системы нет, поэтому демпфирующее действие не проявляется.

При $T_{M1*}=0$ ($\beta=\infty$) уравнение (4.37) также упрощается:

$$\gamma p^2 + 1 = 0.$$

Корни этого уравнения $p_{1,2}=\pm j/\sqrt{\gamma}$. Переходя к действительному времени t , получаем

$$p_{1,2} = \pm j \frac{\Omega_{12}}{\sqrt{\gamma}} = \pm j \sqrt{\frac{c_{12}}{J_2}} = \pm j \Omega_{02}. \quad (4.38)$$

где $\Omega_{02} = \sqrt{c_{12}/J_2}$ - частота свободных колебаний массы j_2 при жесткой заделке вала двигателя. В этом случае отсутствуют колебания массы двигателя J_1 и демпфирующая способность электропривода оказывается равной нулю по причине чрезмерно сильной электромеханической связи.

Таким образом, как при предельно слабой электромеханической связи ($\beta=0$), так и при предельно сильной (жесткой) электромеханической связи ($\beta=\infty$) демпфирующий эффект отсутствует и логарифмический декремент (4.36) равен нулю. При увеличении β от нуля $T_{M1*}=T_{M1*}\Omega_{12}$ уменьшается, логарифмический декремент возрастает до максимума и при дальнейшем увеличении $\beta \rightarrow \infty$ вновь стремится к нулю, как это и показано на рис.4.16,б (кривая 2), где значению $\beta_{\max}$ соответствует оптимальное значение $(T_{M1*})_{\max}$.

Из изложенного следует, что каждому значению γ соответствует один максимум $\lambda_{\max}$, который наступает при определенном значении $(T_{M1*})_{\max}$. Таким образом, $\lambda_{\max}$ в системе без электромагнитной инерции зависит только от соотношения инерционных масс $\gamma=J_2/J_1$. Оптимальная жесткость механической характеристики зависит от параметров механической части:

$$\beta_{\max} = J_1 \Omega_{12} / (T_{M1*})_{\max}. \quad (4.39)$$

Формула (4.39) свидетельствует о том, что чем больше частота свободных механических колебаний системы, тем при большей жесткости $\beta_{\max}$ достигается максимум логарифмического декремента $\lambda_{\max}$.

Определяющее влияние соотношения масс γ на демпфирование колебаний, обусловленных упругими механическими связями, связано с отмеченной выше особенностью системы: создаваемый электроприводом момент вязкого трения воздействует непосредственно на первую массу упругой системы, поэтому отвод энергии колебаний от второй массы возможен только через упругое взаимодействие масс, реализующееся в моменте упругой связи M_{12} . Чем больше γ , т. е. чем больше момент инерции второй массы J_2 , тем нагрузка упругой связи при колебаниях больше, тем больше вызываемые колебаниями M_{12} колебания первой массы J_1 тем выше предельное демпфирование. При небольших моментах инерции второй массы ($J_2 \ll J_1$ $\gamma \rightarrow 1$), электромеханическая связь и демпфирование колебаний пренебрежимо малы.

В этом можно убедиться с помощью структурной схемы на рис.4.17,а. Если $\gamma \rightarrow 1$, передаточная функция ее части, охваченной отрицательной связью по скорости ω_1 вырождается в колебательное звено, показатель колебательности которого m , как выше установлено, определяется соотношением постоянных времени T_{Σ}^* и γT_{M1*} (рис.4.17,б), упругие колебания в движении первой массы не проявляются. При этом демпфирование колебаний второй массы отсутствует (если не учитывать естественного демпфирования за счет внутренних диссипативных сил), что следует иметь в виду при проектировании и наладке электроприводов.

Рассмотренное физическое свойство электропривода - его демпфирующее действие на упругие электромеханические колебания, возникающие в динамических режимах работы, относится к числу особо важных в практическом отношении. Еще недавно, до середины XX в., особенности взаимодействия электропривода с приводимым в движение механизмом, содержащим упругие механические связи, практически не привлекали внимания специалистов по электроприводу, а специалисты - механики проблемы борьбы с колебательными нагрузками механиз-

мов, существенно снижающими их надежность работы и долговечность, решали, как правило, при простейшем представлении момента электропривода как независимой функции времени без учета демпфирующего действия электропривода. Создание уникальных по точности и производительности машин и технологических комплексов резко обострило эти проблемы.

Так, в процессе создания мощных шагающих экскаваторов машиностроители столкнулись с явлением возрастания динамических нагрузок резонансного характера в электроприводах поворота, вызывающих недопустимые вибрации и тряску при повороте экскаватора. Выполненные исследования показали, что неучет особенностей взаимодействия многодвигательного электропривода поворота с многомассовой упругой механической системой создавал условия, исключаящие демпфирующее действие электропривода, что и приводило при наличии внутренних возмущений к опасным резонансным колебаниям, нелинейным вследствие наличия зазоров в передачах. Только принятие мер для реализации максимального демпфирования этих колебаний электроприводом позволило обеспечить работоспособность и высокую производительность машин.

Проведенные исследования динамики сложных электромеханических систем с упругими связями, зазорами и кинематическими погрешностями передач заложили основы нового важного интенсивно развивающегося раздела общей теории электропривода - теории упругих электромеханических систем. Главным содержанием этого раздела является анализ физических особенностей электромеханических систем в их многообразии, установление взаимосвязи структуры и параметров электропривода с колебательностью электромеханической системы, разработка методов синтеза электроприводов и оптимизации их режимов работы по критерию минимума колебательности. Так как современный электропривод, как правило, обеспечивает автоматическое регулирование координат по отклонению, возможности оптимизации динамики достаточно широки. Они будут кратко рассмотрены в гл.8 после изучения свойств регулируемого электропривода при стандартных настройках контуров регулирования момента и скорости.

4.7. Переходные процессы электропривода и методы их анализа

Электропривод представляет собой сложную динамическую систему, состояние которой в каждый момент времени определяется текущими значениями ее переменных и приложенных к системе внешних воздействий. В разомкнутой электромеханической системе имеются механические переменные (перемещения масс, скорости, ускорения, силы, моменты и т. п.) и электрические переменные (токи обмоток, потокосцепления, их производные и т. п.). Кроме того, в связи с нагревом двигателя к числу переменных состояния следует отнести температуры частей двигателя, их производные и т. п. Внешними воздействиями в электромеханической системе являются приложенные к обмоткам напряжения, а также внешние силы и моменты.

В связи с наличием элементов, обладающих механической, электромагнитной и тепловой инерциями, при изменениях внешних воздействий переход системы от одного состояния к другому протекает во времени, и этот процесс называется переходным. В зависимости от вида инерции в системе электропривода имеют место механические, электромагнитные и тепловые переходные процессы.

В гл.1 механическая часть электропривода рассматривалась обособленно от электрической части, момент двигателя при этом задавался в виде независимой функции времени $M=f(t)$. Поэтому переходные процессы, вызванные изменениями момента двигателя или внешних нагрузок, в §1.6 были названы механическими переходными процессами.

В электромеханической системе момент двигателя в соответствии с механической характеристикой зависит от механической переменной - скорости двигателя. Электромеханическая связь объединяет механическую и электрическую части электропривода в единую систему, переходные процессы в которой, как следствие, называются электромеханическими переходными процессами. Эти процессы рассматриваются в данной главе.

Изменения внешних воздействий приводят к изменению количества энергии, выделяющейся в двигателе в виде теплоты, и к соответствующим изменениям его температуры. Процессы нагрева и охлаждения двигателя зависят от электрических и электромагнитных нагрузок его элементов. Соответственно такие переходные процессы называются электротепловыми или тепловыми переходными процессами и рассматриваются в гл.5.

При рассмотрении механических переходных процессов в §1.6 уже отмечалось, что одной из важнейших функций электропривода является осуществление требуемых законов движения рабочего органа механизма в переходных процессах пуска и торможения, а также в других режимах изменения скорости, в частности при изменениях нагрузки. Переход от одного состояния системы к другому может совершаться по различным траекториям, отличающимся длительностью перехода, максимальными нагрузками электрической и механической частей системы, потерями энергии, выделяющимися в двигателе за время перехода, потреблением энергии за то же время и другими показателями. Из множества возможных траекторий при управлении электроприводом необходимо стремиться выбирать такие, которые обеспечивают максимальное быстродействие, минимум потерь энергии и динамических нагрузок, максимум полезной работы и оптимальные значения других показателей, характеризующих условия протекания процесса. Характер переходных процессов электропривода, соответствующий таким траекториям, является оптимальным в самом общем смысле. Его определение является сложной задачей в связи с многообразием оптимизируемых показателей, их различной практической значимостью и противоречивостью требований к динамическим свойствам электропривода и законам изменения управляющих воздействий. Эта задача достаточно полно рассматривается в курсе «Системы управления электропривода».

Здесь достаточно рассмотреть общие требования к характеру переходных процессов. Наиболее часто при проектировании электроприводов требуется обеспечить изменение скорости от $\omega_{нач}$ до $\omega_{кон}$ за минимальное время при наложенном ограничении на максимально допустимый момент двигателя $M_{доп}$. Такие процессы называются оптимальными по быстродействию при ограничении момента. Как было показано в §1.6, при $M_c = \text{const}$ этому условию соответствует равно-

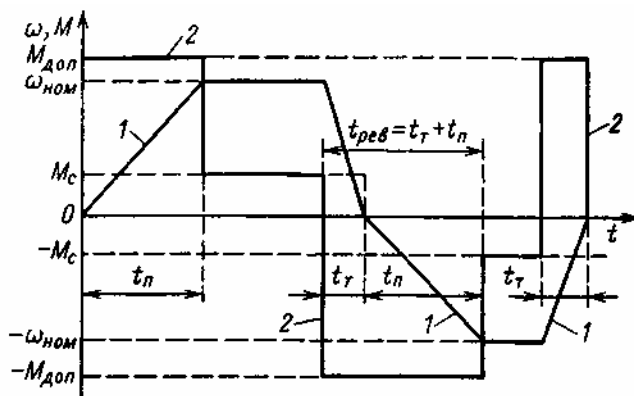


Рис 4.18. Оптимальные по быстродействию процессы пуска, реверса и торможения электропривода при ограничении момента

номерно ускоренный характер изменения скорости $\omega(t)$, показанный на рис.4.18 (кривая 1) при $M = M_{доп} = \text{const}$ (кривая 2). Если нагрузка механизма зависит от скорости, в соответствии с уравнением движения (1.41) ускорение электропривода

$\epsilon = d\omega/dt = [M_{доп} - M_c(\omega)]/J_{\Sigma}$ не является постоянным.

В частности при реактивном моменте нагрузки скорость ω должна при реверсе изменяться в процессе торможения и пуска с различным ускорением (рис.4.18).

Для ряда производственных механизмов переходные процессы электропривода должны протекать при строго ограниченном ускорении $\epsilon < \epsilon_{доп}$. Наиболее ясным примером может служить требование ограничения ускорений, предъявляемое к электроприводу скоростных лифтов. Здесь необходимость ограничения ускорений связана с неблагоприятным воздействием на организм человека динамических нагрузок, превышающих некоторый предел, который соответствует так называемому «комфортному» ускорению $a_{доп} = 1,5 \text{ м/с}^2$. Превышать это значение ускорения недопустимо независимо от того, находится в кабине лифта один пассажир или она загружена полностью. При этом условием минимальной длительности переходных процессов является поддержание постоянства ускорения $\epsilon = \epsilon_{доп} = \text{const}$ при различных нагрузках $M_c = \text{var}$.

Такие переходные процессы называются оптимальными по быстродействию при ограничении ускорения.

Характер переходных процессов пуска при этих условиях, если момент нагрузки изменяется от $M_{сmin}$ до $M_{сmax}$ показан на рис.4.19,а. Здесь зависимость $\omega(t)$ (кривая 1) должна оставаться неизменной при разных нагрузках, а момент двигателя при $M_{сmax}$ и $M_{сmin}$ в соответствии с уравнением движения

$$M = J_{\Sigma} \epsilon_{доп} + M_c$$

является различным (кривые 2 и 3).

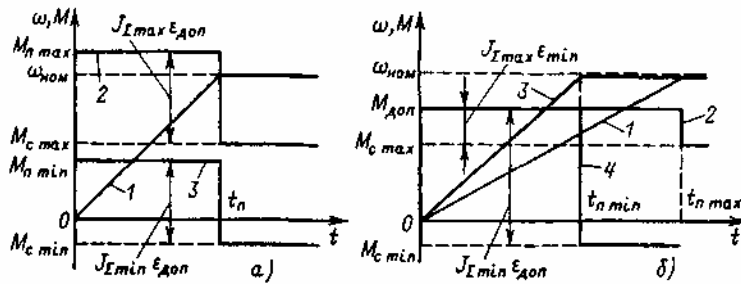


Рис 4.19. Переходные процессы пуска при ограничении ускорения

Однако возможность поддержания ускорения постоянным реализуется не всегда. В ряде случаев момент электропривода при пуске и торможении не реагирует на изменения нагрузки. При этом для ограничения ускорений при любых нагрузках необходимо выбирать значение допустимого пускового момента из условия

$$M_{\text{доп}} = J_{\Sigma \text{ min}} \epsilon_{\text{доп}} + M_{\text{с min}}. \quad (4.40)$$

Здесь учтено, что при минимальной нагрузке суммарный приведенный момент инерции электропривода также может снижаться. Если пусковой момент выбран в соответствии с (4.40) и при различных нагрузках остается неизменным, ускорение электропривода при возрастании нагрузки уменьшается и при $M_c = M_{\text{с max}}$ принимает значение

$$\epsilon_{\text{min}} = (M_{\text{доп}} - M_{\text{с max}}) / J_{\Sigma \text{ max}}, \quad (4.41)$$

где $J_{\Sigma \text{ max}}$ - суммарный приведенный момент инерции электропривода при максимальной нагрузке механизма.

Очевидно, $\epsilon_{\text{min}} < \epsilon_{\text{max}}$, и время пуска по мере возрастания нагрузки увеличивается. Процессы пуска при ограниченном ускорении для $M = M_{\text{с max}}$ (кривые 1 и 2) и $M_c = M_{\text{с min}}$ (кривые 3 и 4) представлены на рис.4.19,б. Они отличаются от оптимальных по быстродействию при $\epsilon = \epsilon_{\text{доп}}$.

Следует иметь в виду, что снижение ускорения по (4.41) и увеличение времени пуска могут быть недопустимыми по условиям технологического процесса. При этом необходимо использовать способы управления пуском, обеспечивающие переходные процессы при $\epsilon = \epsilon_{\text{доп}} = \text{const}$, как показано на рис.3.19,а.

Для большинства механизмов наряду с необходимостью ограничения момента $M < M_{\text{доп}}$ или ускорения $\epsilon < \epsilon_{\text{доп}}$ выдвигается требование повышенной плавности протекания переходных процессов путем или ограничения производной момента $(dM/dt) < (dM/dt)_{\text{доп}}$ или ограничения так называемого «рывка» $\rho = d\epsilon/dt \leq \rho_{\text{доп}}$. Такие переходные процессы называются оптимальными по быстродействию при ограничении момента или ускорения и рывка.

Необходимость этих ограничений вызывается различными причинами. Так, для двигателей постоянного тока по условиям коммутации необходимо ограничивать производную тока якоря $(di_a/dt) < (di_a/dt)_{\text{доп}}$ следовательно, и производную момента двигателя (см. §2.6). Для приводов с упругими связями и зазорами ограничение производной момента уменьшает динамические нагрузки, обусловленные упругими колебаниями. Для пассажирских лифтов ограничение рывка улучшает реакцию пассажиров на ускорения в переходных процессах, т. е. дополнительно повышает удобства пользования лифтом.

Оптимальные графики переходных процессов пуска с ограничением производной момента $|dM/dt| = (dM/dt)_{\text{доп}}$ и $M_{\text{II max}} = M_{\text{доп}} = \text{const}$ представлены на рис.4.20.

Сравнение рис.4.20 с рис.4.18 свидетельствует о том, что введение дополнительного ограничения влечет за собой снижение быстродействия электропривода, так как время пуска t_n возрастает при уменьшении $(dM/dt)_{\text{доп}}$ и соответствующем увеличении времени нарастания и снижения момента t_l .

Для электроприводов позиционных механизмов, осуществляющих заданные перемещения, в ряде случаев нагрев двигателя ограничивает производительность, при этом требуется, чтобы электропривод отработывал заданное перемещение при условии минимума выделяющихся в двигателе потерь. При отсутствии других ограничений оптимальные по данному критерию зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ при $M_c = 0$ имеют вид, показанный на рис.4.21,а. Они свидетельствуют о том, что поставленное условие выполняется при линейном законе изменения момента при пуске и торможении и соответствующей ему параболической зависимости $\omega = f(t)$.

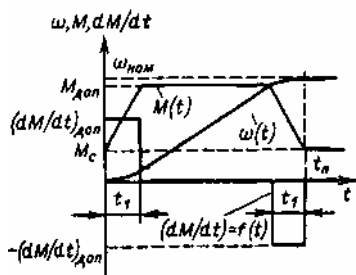


Рис. 4.20. Оптимальные зависимости ω , M , dM/dt , обеспечивающие минимальные динамические нагрузки

Для сравнения на рис.4.21,б приведены характеристики, соответствующие максимуму быстродействия при ограничении момента и скорости (кривые 1 и 1') и минимуму потерь при заданном перемещении (кривые 2 и 2'), у которых одинаковы время работы t и максимум скорости $\omega_{ном}$. Так как перемещение пропорционально площади, ограниченной кривой $\omega(t)$ и осью абсцисс, то из рисунка видно, что перемещение при линейном изменении момента несколько больше, чем при $M=const$. Расчетами установлено, что при одинаковом перемещении потери при линейном изменении момента на 12% меньше, чем при $M=const$. Однако это преимущество достигается из-за дополнительной перегрузки по моменту ($M_{max} > M_{доп}$). Практически в связи с наличием ограничения производных тока и момента это преимущество реализуется не полностью и параболический график скорости используется редко.

Проведенный анализ дает представление о требуемых законах изменения момента, скорости и ускорения в переходных процессах электроприводов. В разомкнутой системе электропривода, динамические свойства которой здесь рассматриваются, характер переходных процессов пуска

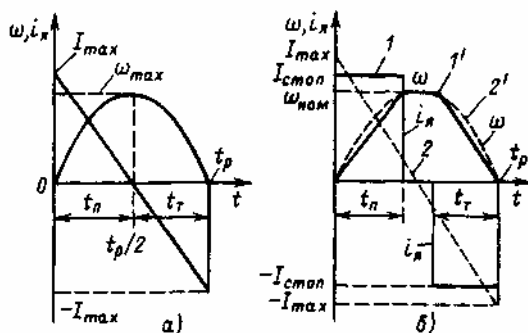


Рис. 4.21. Сравнение переходных процессов при минимуме потерь (а) и при $M = const$ (б)

и торможения в той или иной степени отличается от оптимального. При этом знание оптимальных зависимостей необходимо для правильной оценки качества реальных переходных процессов при различных способах пуска и торможения электропривода.

Общие представления о характере переходных процессов электропривода с линейной механической характеристикой дают

рассмотренные выше переходные функции электропривода при $c_{12} = \infty$. Однако обычно при создании, наладке и эксплуатации электроприводов требуется более детальный анализ переходных процессов, соответствующих различным способам пуска и торможения, различным начальным условиям, режимам изменения нагрузки и т. п. Соответственно в теории и практике электропривода важное значение имеют методы расчета переходных процессов.

Реальные электромеханические системы нелинейны, и их динамика описывается нелинейными дифференциальными уравнениями. Эти нелинейности имеют две принципиально различные разновидности - нелинейности характеристик элементов системы (зазоры в механической части, кривые намагничивания стали, нелинейные обратные связи и т. п.), а также нелинейности типа произведения переменных, на которые ранее неоднократно обращалось внимание. Применяемые в электроприводе методы расчета переходных процессов всегда учитывают наличие указанных нелинейностей. Использование тех или иных методов и приемов решения нелинейных задач анализа переходных процессов электропривода обычно определяется целями анализа.

Наиболее эффективным и широко используемым методом расчета переходных процессов с возможно более полным учетом нелинейностей и инерционностей электропривода является решение системы нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих его динамику с помощью ЭВМ. При этом, если необходимо оперативно исследовать характер переходных процессов в конкретной системе при выбранных параметрах и визуально наблюдать влияние изменений их, рационально использование структурного моделирования систем электропривода с помощью аналоговых ЭВМ. Важным достоинством этого метода является аналогичность приемов наладки модели электропривода и самого электропривода, возможность непосредственного измерения переменных, наблюдения их на экране осциллографа и т. д.

Цифровые ЭВМ обладают более высокой точностью и более широкими возможностями исследования решений. Их использование для анализа переходных процессов представляет наи-

большой практический интерес в задачах исследовательского характера, когда требуется получение обобщенных зависимостей, характеризующих свойства системы при широких пределах изменения ее параметров. Примером такого использования ЭВМ могут служить обобщенные характеристики, рассматриваемые в §8.14, которые облегчают конкретные расчеты. Кроме того, цифровая вычислительная техника позволяет решать сложные задачи поиска оптимальных по тем или иным критериям параметров и управлений, поэтому ее значение для теории и практики электропривода трудно переоценить.

Несмотря на отмеченные возможности современной вычислительной техники, незаменимым первичным инструментом при анализе динамики электропривода остаются аналитические и графоаналитические методы решения дифференциальных уравнений.

Так как математическое описание динамических процессов в электроприводе всегда в исходном варианте нелинейно, для расчета переходных процессов без применения ЭВМ используют следующие известные методы: фазовой плоскости, конечных приращений, гармонической линеаризации, кусочно-линейной аппроксимации нелинейных характеристик, линеаризации уравнений в окрестности точки статического равновесия путем разложения в ряд Тэйлора.

Первые два метода используются для анализа переходных процессов в существенно нелинейных системах в большом. Метод фазовой плоскости является графоаналитическим методом, применимым для анализа систем не выше второго порядка. Метод конечных приращений является простейшим методом численного решения дифференциальных уравнений, пример его использования в дальнейшем приводится. Метод гармонической линеаризации является эффективным для решения задач анализа колебательных процессов в электроприводе - либо вынужденных периодическим возмущением, либо являющихся автоколебаниями.

Наиболее широко используются два последних метода. Метод кусочно-линейной аппроксимации дает возможность аналитического исследования процессов в электроприводах, дифференциальные уравнения которых не содержат произведений переменных, а нелинейные характеристики удовлетворительно линеаризуются двумя - тремя отрезками прямых.

Этот метод неоднократно использован в предшествующем изложении: при анализе динамических нагрузок в системе с зазором в §1.7, при анализе характеристик двигателя постоянного тока последовательного возбуждения в режиме динамического торможения с самовозбуждением в §3.5, при анализе характеристик асинхронного двигателя при питании от источника тока в §3.13. В тех случаях, когда в математическое описание входят произведения переменных, линеаризация его производится разложением в ряд Тэйлора, как, например, это было сделано при анализе динамических свойств двигателя с последовательным возбуждением и асинхронного двигателя.

При использовании кусочно-линейной аппроксимации и линеаризации анализ переходных процессов ведется путем решения линейных дифференциальных уравнений либо классическим, либо операторным методами.

Более удобен для анализа режимов классический метод, поэтому в данном курсе ему отдано предпочтение.

Основные тенденции в развитии автоматизированного электропривода определяют расширение области применения и повышение эффективности метода линеаризации нелинейных дифференциальных уравнений в сочетании с использованием возможностей современных ЭВМ. Поясним изложенное примерами.

До недавнего времени в качестве основного управляющего элемента в системах электропривода использовался магнитный, а несколько ранее - электромашинный усилители. Они обладали недостаточно стабильными нелинейными характеристиками, невысоким коэффициентом усиления, значительной электромагнитной инерцией. Включение такого усилителя на вход системы увеличивало нелинейность результирующей характеристики разомкнутой системы, которая при невысоких коэффициентах усиления заметно проявлялась в статических и динамических характеристиках замкнутой системы. В этих условиях требовался расчет статических характеристик и переходных процессов графоаналитическими методами по точкам с учетом влияния всех нелинейностей.

В связи с развитием микроэлектроники на смену этим усилителям пришел операционный усилитель в виде интегральной схемы, коэффициент усиления которого стабилен и составляет

десятки и сотни тысяч, т. е. практически может быть принят бесконечно большим. Включение такого усилителя на вход системы делает изменение коэффициентов усиления и возможную неоднозначность статических характеристик элементов разомкнутой системы (например, проявления насыщения и гистерезиса в магнитной цепи генератора, питающего двигатель) неизмеримо малыми по сравнению с коэффициентом усиления операционного усилителя. Соответственно замена реальных нелинейных характеристик объекта линейными приводит к меньшим погрешностям в расчетах переходных процессов, а в статических характеристиках влияние нелинейностей объекта может быть неразличимым.

Другим примером может служить асинхронный электропривод. При питании от сети скольжение двигателя изменяется в широких пределах и нелинейности системы настолько значительны, что линеаризация их затруднена. Тенденция к расширению области применения частотно-управляемого асинхронного электропривода создает более благоприятные условия для линеаризации его математического описания: область абсолютных скольжений сужается и не выходит за пределы рабочего участка механической характеристики, обеспечивается работа при постоянном потоке и т. п.

Однако возможности линеаризации остаются ограниченными, и при необходимости учета особенностей, вносимых вентиляльными преобразователями (пульсации напряжений, условия коммутации токов и т. п.), приходится прибегать к использованию ЭВМ.

Главное внимание в данном курсе уделяется анализу физических особенностей электромеханических систем. Для этих целей основным средством анализа является линеаризация исходного нелинейного математического описания на базе кусочно-линейной аппроксимации нелинейных характеристик и разложения в ряд Тэйлора. Полученная обобщенная структура разомкнутой системы электропривода с линейной (линеаризованной) механической характеристикой положена в основу рассмотрения электромеханических переходных процессов двигателей независимого возбуждения и асинхронных двигателей в пределах рабочего участка их механической характеристики в данной главе. Основой для изучения динамических свойств синхронного нерегулируемого электропривода является линеаризованная структурная схема, полученная в §4.3.

Анализ переходных процессов на основе обобщенной структурной схемы электропривода с линейной механической характеристикой (см. рис.4.7) дает достаточные представления о переходных процессах двигателей постоянного тока с независимым (а при линеаризации и с последовательным) возбуждением и асинхронных двигателей с фазным ротором. Особенности переходных процессов короткозамкнутых асинхронных двигателей требуют дополнительного рассмотрения и им уделяется внимание в §4.10.

4.8. Электромеханические переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0 = \text{const}$

Выполненный в §4.6 анализ динамических свойств обобщенной разомкнутой электромеханической системы с упругой механической связью, структура которой приведена на рис.4.5 и 4.14, позволяет при рассмотрении электромеханических переходных процессов сосредоточить внимание на характере переходных процессов электропривода при жестких механических связях, приняв $c_{12} = \infty$. В соответствующей этому условию структурной схеме электропривода с линейной механической характеристикой (см. рис.4.7) скорость идеального холостого хода ω_0 является обобщенным управляющим воздействием. Значения ω_0 для электропривода постоянного тока определяются приложенным к якорной цепи напряжением $u_{\text{я}}$, а для асинхронного электропривода - частотой тока статора f_1 .

В широко применяемых электроприводах, получающих питание от сети, электромеханические переходные процессы протекают при неизменном напряжении $u_{\text{я}}$ или частоте f_1 т.е. при $\omega_0 = \text{const}$. Переходные процессы электропривода при этом могут быть вызваны: а) включением двигателя, при этом ω_0 скачком изменяется от нуля до $\omega_{0\text{ном}}$ (пуск); б) изменением знака $\omega_{0\text{ном}}$ также скачком (торможение противовключением, реверс); в) отключением двигателя от сети и включением по схеме динамического торможения, при котором ω_0 скачком уменьшается от $\omega_{0\text{ном}}$ до нуля (динамическое торможение); г) изменением сопротивления якорной R_{Σ} или роторной $R'_{2\Sigma}$ цепи двигателя при $M_c = \text{const}$ (изменение скорости электропривода); д) изменением нагрузки на валу двигателя (скачок нагрузки).

Так как переходные процессы пуска и торможения должны протекать при ограниченных значениях тока двигателя, то при $\omega_0 = \text{const}$ в силовую цепь вводятся добавочные резисторы $R_{я \text{ доб}}$ для двигателей постоянного тока и $R_{2 \text{ доб}}$ для асинхронных двигателей), при этом влияние электромагнитной инерции снижается и при достаточно большом сопротивлении добавочного резистора можно приближенно при расчете переходных процессов принимать $T_3 = 0$. Необходимость учета электромагнитной инерции ($T_3 \neq 0$) обычно возникает при расчете переходных процессов, когда добавочные резисторы отсутствуют и двигатель работает на естественной характеристике.

С учетом изложенного получим общее решение дифференциального уравнения системы при $T_3 \neq 0$ и ненулевых начальных условиях. Электромеханические переходные процессы в рассматриваемой системе описываются уравнением механической характеристики и уравнением движения электропривода при $s_{12} = \infty$:

$$M = \beta(\omega_0 - \omega) - T_3 \frac{dM}{dt}; \quad M - M_c = J_\Sigma \frac{d\omega}{dt}. \quad (4.42)$$

Решив второе уравнение относительно момента M и подставив это выражение в первое, получим дифференциальное уравнение системы, решенное относительно скорости:

$$T_3 T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0 - \frac{M_c}{\beta} = \omega_c. \quad (4.43)$$

Аналогично получим дифференциальное уравнение системы, решенное относительно момента:

$$T_3 T_m \frac{d^2 M}{dt^2} + T_m \frac{dM}{dt} + M = M_c. \quad (4.44)$$

Анализ корней характеристических уравнений (4.43) и (4.44) выполнен в §4.4. Если $m = T_m/T_3 < 4$, то

$$p_{1,2} = -(1/2T_3) \pm j\sqrt{(1/T_3 T_m) - (1/2T_3)^2} = -\alpha \pm j\Omega_p,$$

при этом общее решение уравнения (4.43) следует искать в виде

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t} (A \cos \Omega_p t + B \sin \Omega_p t). \quad (4.45)$$

Уравнения для определения коэффициентов A и B можно получить, подставив в (4.45) начальные условия $t = 0$; $(\omega)_0 = \omega_{\text{нач}}$; $(d\omega/dt)_0 = (M_{\text{нач}} - M_c)/J_\Sigma$:

$$\omega_{\text{нач}} = \omega_c + A; \quad (M_{\text{нач}} - M_c)/J_\Sigma = -\alpha A + \Omega_p B.$$

Определив A и B и подставив их выражения в (4.45), получим решение дифференциального уравнения (4.43) в виде

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t} \left[(\omega_{\text{нач}} - \omega_c) \cos \Omega_p t + \frac{(M_{\text{нач}} - M_c) + J_\Sigma \alpha (\omega_{\text{нач}} - \omega_c)}{J_\Sigma \Omega_p} \times \sin \Omega_p t \right]. \quad (4.46)$$

При $m < 4$ общее решение уравнения (4.44) следует искать в виде

$$M = M_c + e^{-\alpha t} (C \cos \Omega_p t + D \sin \Omega_p t). \quad (4.47)$$

Для нахождения коэффициентов C и D необходимо определить начальное значение производной момента $(dM/dt)_0$, полагая $(M)_0 = M_{\text{нач}}$. В соответствии с первым уравнением системы (4.42) при $(\omega)_0 = \omega_{\text{нач}}$

$$M_{\text{нач}} = \beta(\omega_0 - \omega_{\text{нач}}) - T_3 (dM/dt)_0,$$

откуда

$$(dM/dt)_0 = (\beta \Delta \omega_{\text{нач}} - M_{\text{нач}})/T_3, \quad (4.48)$$

где $\Delta \omega_{\text{нач}} = \omega_0 - \omega_{\text{нач}}$. Полученные начальные условия при подстановке в (4.47) дают уравнения для определения C и D :

$$M_{\text{нач}} = M_c + C; \\ (\beta \Delta \omega_{\text{нач}} - M_{\text{нач}})/T_3 = -\alpha C + \Omega_p D$$

Решив эти уравнения относительно C и D и подставив решения в (4.47), получим

$$M = M_c + e^{-\alpha t} \left[(M_{\text{нач}} - M_c) \cos \Omega_p t + \frac{\beta \Delta \omega_{\text{нач}} - M_{\text{нач}} (1 - \alpha T_3) - \alpha T_3 M_c}{T_3 \Omega_p} \sin \Omega_p t \right]. \quad (4.49)$$

Если $m > 4$, то $p_1 = -\alpha_1$ и $p_2 = -\alpha_2$. В этом случае общее решение уравнения (4.43) должно быть записано так:

$$\omega = \omega_c + A'e^{-\alpha_1 t} + B'e^{-\alpha_2 t}. \quad (4.50)$$

Значения A' и B' определяются аналогично определению A и B в (4.45) при тех же начальных условиях. Определив A' и B' и подставив их в (4.50), получим

$$\omega = \omega_c - \left[\frac{\alpha_2(\omega_{\text{нач}} - \omega_c)}{\alpha_1 - \alpha_2} + \frac{M_{\text{нач}} - M_c}{J_\Sigma(\alpha_1 - \alpha_2)} \right] e^{-\alpha_1 t} - \frac{(M_c - M_{\text{нач}}) - \alpha_1 J_\Sigma(\omega_{\text{нач}} - \omega_c)}{J_\Sigma(\alpha_1 - \alpha_2)} e^{-\alpha_2 t}. \quad (4.50a)$$

Таким же образом при $m > 4$ получается общее решение (4.44):

$$M = M_c - \left[\frac{\alpha_2(M_{\text{нач}} - M_c)}{\alpha_1 - \alpha_2} - \frac{M_{\text{нач}} - \beta \Delta \omega_{\text{нач}}}{T_3(\alpha_1 - \alpha_2)} \right] e^{-\alpha_1 t} - \frac{(M_{\text{нач}} - \beta \Delta \omega_{\text{нач}}) - \alpha_1 T_3(M_{\text{нач}} - M_c)}{T_3(\alpha_1 - \alpha_2)} e^{-\alpha_2 t}. \quad (4.51)$$

Полученные решения (4.46), (4.49), (4.50a) и (4.51) позволяют рассчитывать все перечисленные выше переходные процессы при $\omega_0 = \text{const}$ при любых начальных условиях и сочетаниях параметров, если $m < 4$ и $m > 4$. В трех редких случаях, когда $m = 4$ и $p_1 = p_2 = -\alpha$ решения уравнений (4.43) и (4.45) следует искать в виде

$$\omega = \omega_c + e^{-\alpha t}(A'' + B''t);$$

$$M = M_c + e^{-\alpha t}(C'' + D''t)$$

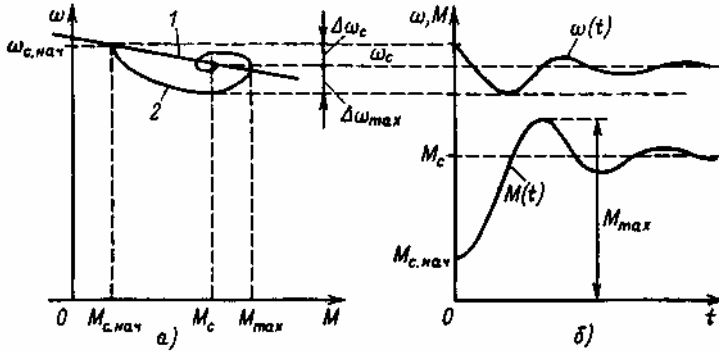


Рис. 4.22. Переходный процесс приложения нагрузки

и определять неопределенные коэффициенты A'' , B'' , C'' и D'' по тем же начальным условиям, что и рассмотренные ранее.

Используем полученные решения для анализа конкретных переходных процессов в разомкнутой системе электропривода с линейной механической характеристикой. Как уже отмечалось, учет влияния электромагнитной инерции требуется при работе электропривода на естественной механической характеристике.

Для многих механизмов значительный интерес представляет оценка падения скорости электропривода, обусловленного ударным приложением нагрузки. Рассмотрим этот режим.

На рис.4.22,а представлена естественная механическая характеристика двигателя 1. Примем, что двигатель работает в статическом режиме, $M = M_{\text{с.нач}}$, $\omega = \omega_{\text{с.нач}}$, причем $m < 4$. В момент времени $t = 0$ нагрузка скачком увеличивается от $M_{\text{с.нач}}$ до $M_{\text{с}}$. Так как предшествующий режим был установившимся, в (4.46) и (4.49) $M_{\text{нач}} = M_{\text{с.нач}}$ и $\omega_{\text{нач}} = \omega_{\text{с.нач}}$.

Если учесть, что при этом

$$(M_{\text{с.нач}} - M_{\text{с}})/(\omega_{\text{с.нач}} - \omega_{\text{с}}) = -\beta; \quad T_m = J_\Sigma/\beta,$$

уравнение (4.46) можно представить в виде

$$\omega = \omega_c + (\omega_{\text{с.нач}} - \omega_{\text{с}}) e^{-\alpha t} \left(\cos \Omega_p t + \frac{\alpha T_m - 1}{\Omega_p T_m} \sin \Omega_p t \right). \quad (4.52)$$

При записи уравнения (4.49) для рассматриваемого режима нужно учесть, что при $M_{\text{нач}} = \beta \Delta \omega_{\text{нач}}$ в соответствии с (4.48) $(dM/dt)_{t=0} = 0$:

$$M = M_c + (M_{c.нач} - M_c) e^{-\alpha t} \left(\cos \Omega_p t + \frac{\alpha}{\Omega_p} \sin \Omega_p t \right). \quad (4.53)$$

Общий характер процесса при этом определяется отношением постоянных времени m и для $m=1$ иллюстрируется зависимостями ω , $M=f(t)$, приведенными на рис.4.22,б. Физические особенности процесса удобно проследить, сопоставляя естественную характеристику 1 с построенной с помощью графиков на рис.4.22,б динамической механической характеристикой для рассматриваемого процесса 2 (рис.4.22,а). При возрастании скачком момента нагрузки происходит процесс снижения скорости, вызывающий в свою очередь рост тока и момента двигателя. Однако вследствие наличия индуктивности рассеяния нарастание момента двигателя идет медленнее, а скорость снижается в большей степени, чем это определяется статической характеристикой 1. Поэтому при возрастании момента до $M=M_c$ скорость $\omega < \omega_c$, что влечет за собой дальнейший рост момента до M_{max} . Колебания затухают, и после двух-трех их периодов достигается установившийся режим $M=M_c$, $\omega=\omega_c$.

Максимальное динамическое падение скорости $\Delta\omega_{max}$ при этом превышает статическое падение $\Delta\omega_c$ в тем большей степени, чем больше жесткость статической характеристики и чем больше T_σ . Таким образом, отклонения скорости от требуемого значения из-за электромагнитной инерции существенно увеличиваются, что для механизмов с ударной нагрузкой в ряде случаев по условиям технологии является неблагоприятным. Заметим, что вывод о влиянии электромагнитной инерции уже был получен при частотном анализе динамической жесткости механических характеристик электропривода. Увеличение модуля динамической жесткости в широком диапазоне частот влечет за собой уменьшение динамического перепада скорости при ударном приложении нагрузки. Если предшествующий режим не является установившимся, пользоваться для расчета уравнениями (4.52) и (4.53) недопустимо, так как для этого случая решения имеют вид (4.46) и (4.49).

Во всех случаях, когда электропривод работает на реостатных характеристиках ($R_{доб} \neq 0$ или $R_{2доб} \neq 0$), значения T_σ пренебрежимо малы и можно принимать $T_\sigma=0$. В §4.4 было показано, что при $T_\sigma=0$ электропривод с линейной механической характеристикой представляет собой апериодическое звено с постоянной времени T_M (рис.4.11,б). Уравнения переходного процесса для этих условий получим с помощью (4.51) и (4.52), положив в них $\alpha_1=\alpha=-1/T_M$ и $\alpha_2=\infty$:

$$\omega = \omega_c + (\omega_{нач} - \omega_c) e^{-t/T_M}; \quad (4.54)$$

$$M = M_c + (M_{нач} - M_c) e^{-t/T_M}. \quad (4.55)$$

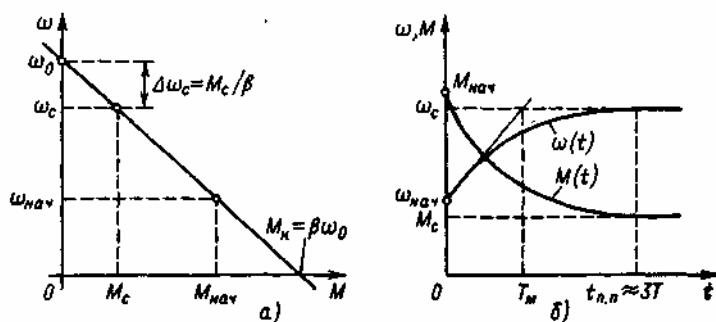


Рис 4.23. Механическая характеристика (а) и переходные процессы электропривода при $T_\sigma = 0$ (б)

Графики переходного процесса, соответствующие (4.54) и (4.55), представлены на рис.4.23. Если продифференцировать уравнение (4.54), можно получить зависимость от времени ускорения электропривода

$$\epsilon \approx \epsilon_{нач} e^{-t/T_M}, \quad (4.56)$$

где $\epsilon_{нач} = (\omega_c - \omega_{нач})/T_M$ - начальное ускорение электропривода. Рассматривая рис.4.23,а и б, видим, что уменьшение ускорения по мере возрастания скорости, определяемое (4.56), объясняется непрерывным уменьшением динамического момента $M_{дин} = M - M_c$ от начального значения $M_{дин.нач} = M_{нач} - M_c$ до нуля по мере возрастания скорости от $\omega_{нач}$ до ω_c . Если бы динамический момент в переходном процессе оставался равным начальному $M_{дин.нач} = \text{const}$, скорость ω изменялась бы по линейному закону, как показано на рис.4.23,б тонкой касательной к начальной точке кривой $\omega(t)$. При этом время переходного процесса, как отмечено в §4.4, было бы равно электромеханической постоянной времени электропривода T_M . Практически время переходного процесса $t_{пп} = (3 \div 4)T_M$, когда $\omega = (0,95 \div 0,98)\omega_{уст}$.

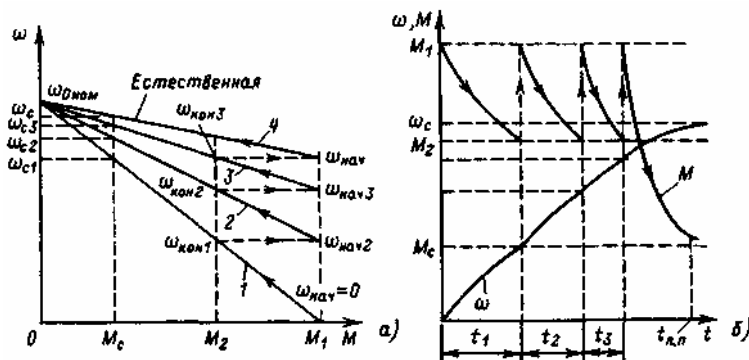


Рис.4.24 Реостатный пуск электропривода с линейной механической характеристикой

Рассмотрим с помощью полученных уравнений процесс реостатного пуска электропривода с линейной механической характеристикой, предположив, что система управления электроприводом в процессе пуска обеспечивает автоматическое переключение ступеней пускового реостата таким образом, что начальное и конечное значения момента двигателя остаются неизменными (рис.4.24,а). В начальный момент пуска в силовую цепь введено полное сопротивление пускового реостата, которое ограничивает пусковой момент значением M_1 (пусковая характеристика 1). При увеличении скорости до значения $\omega_{\text{конт}}$, выводится первая ступень пускового реостата, момент вновь возрастает до M_1 и продолжается пуск по характеристике 2 и т. д. С учетом (4.54) и (4.55) движение электропривода на каждой ступени можно характеризовать соотношениями

$$\omega_i = \omega_{ci} + (\omega_{\text{нач}i} - \omega_{ci}) e^{-t/T_{mi}}, \quad (4.57)$$

$$M_i = M_c + (M_1 - M_c) e^{-t/T_{mi}}, \quad (4.58)$$

где $T_m = J_\Sigma / \beta_i$; β_i - модуль жесткости i -й пусковой механической характеристики.

Зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ для рассматриваемого процесса пуска приведены на рис.4.24,б. Время работы на каждой пусковой характеристике можно определить, подставив в (4.57) или (4.58) значения $\omega_{\text{конт}i}$ или соответственно $M_{\text{конт}i} = M_2$ и решив полученные показательные уравнения относительно времени:

$$t_i = T_{mi} \ln \frac{\omega_{ci} - \omega_{\text{нач}i}}{\omega_{ci} - \omega_{\text{конт}i}}; \quad (4.59)$$

$$t_i = T_{mi} \ln \frac{M_1 - M_c}{M_2 - M_c} \quad (4.60)$$

По мере увеличения скорости и перехода от ступени к ступени добавочное сопротивление $R_{\text{я,доб}}$ или $R_{2,\text{доб}}$ уменьшается и модуль жесткости P_i увеличивается. Это приводит к постепенному уменьшению продолжительности работы на пусковых ступенях, как это видно из рис.4.24.

На переходный процесс реверса электропривода, как было установлено в §1.7, оказывает влияние характер статического момента. Если реверс осуществляется при активном моменте $M_c = \text{const}$, система электропривода остается линейной и зависимости ω , $M = f(t)$ описываются уравнениями (4.54) и (4.55) во всем диапазоне изменения скорости. Механические характеристики, соответствующие рассматриваемому процессу, показаны на рис.4.25,а. Здесь прямая 1 является характеристикой, с которой электропривод работал в предшествующем режиме; если считать предшествующий режим установившимся, эта характеристика определяет начальную скорость при реверсе $\omega_{\text{нач}}$, соответствующую моменту M_c . Для осуществления реверса на якоре двигателя постоянного тока скачком меняется полярность напряжения u_d или на статоре асинхронного двигателя изменяется чередование фаз, а в силовую цепь двигателя для ограничения тока вводятся добавочные резисторы (характеристика 2)

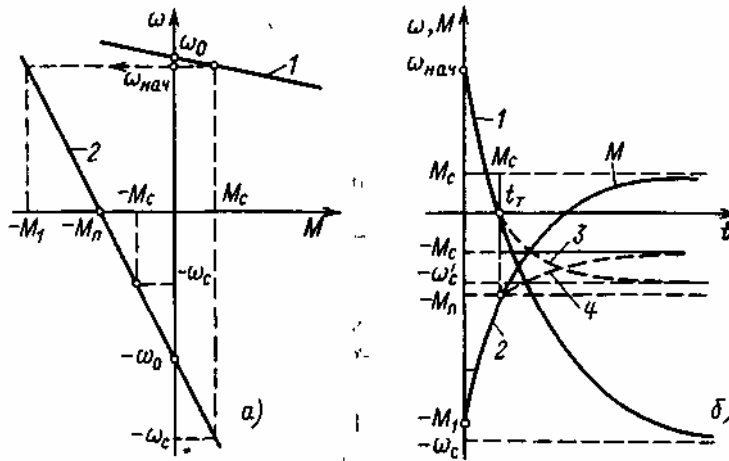


Рис. 4.25 Зависимости $\omega = f(M)$ (а) и $\omega, M = f(t)$ (б) при реверсе

Характер изменения скорости во времени определяется (4.54) при подстановке в это выражение значения установившейся скорости с противоположным знаком:

$$\omega = -\omega_c + (\omega_{нач} + \omega_c) e^{-t/T_n}. \quad (4.61)$$

Зависимость момента от времени определяется (4.55) при

$$M = M_c - (M_1 + M_c) e^{-t/T_n}. \quad (4.62)$$

Графики $\omega, M = f(t)$, соответствующие (4.61) и (4.62), представлены на рис.4.25,б сплошными кривыми 1 и 2. Нетрудно видеть, что при рассмотренном процессе реверса установившаяся скорость $-\omega_c$ значительно превышает скорость идеального холостого хода и что длительность процесса могла бы быть сокращена путем постепенного выведения ступеней реостата. Поэтому обычно используется лишь первая часть рассмотренного процесса - торможение противовключением до скорости $\omega=0$, а затем следует реостатный пуск до естественной характеристики, аналогичный рассмотренному выше. В случаях, когда торможение противовключением используется для останова электропривода, двигатель при скорости $\omega=0$ отключается от сети.

Реактивный момент нагрузки при переходе скорости через нуль изменяет знак (рис 4.25,а). Поэтому до $\omega=0$ процесс торможения протекает так же, как и при активном моменте, и изображается сплошными кривыми $\omega(t)$ и $M(t)$ на рис.4.25,б. При изменении направления вращения реактивный момент изменяет знак, и процесс пуска в этом направлении описывается уравнениями (4.54) и (4.55) при других значениях начальной и установившейся скорости ($\omega_{нач}=0$; $\omega_c=-\omega'_c$), а также начального и установившегося момента ($M_{нач}=-M_n$; $M_c=-M_c$):

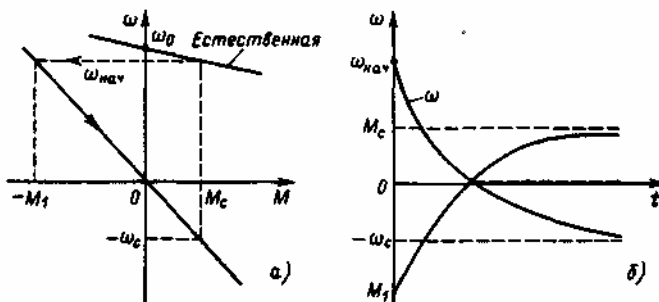


Рис. 4.26 Зависимости $\omega(M)$ (а) и графики переходных процессов (б) для режима динамического торможения

$$\omega = -\omega'_c (1 - e^{-t/T_n}); \quad (4.63)$$

$$M = -M_c - (M_n - M_c) e^{-t/T_n}. \quad (4.64)$$

Зависимости $\omega, M = f(t)$ для пуска в противоположную сторону представлены на рис.4.25,б штриховыми линиями 3 и 4. Заметим, что при переходе через нуль скорости динамический момент скачком изменяется от значения

$$M_{дин(-0)} = -(M_n + M_c)$$

до значения

$$M_{\text{дин}(+0)} = -(M_n - M_c),$$

что влечет за собой соответствующее изменение ускорения электропривода. Этим объясняется излом в зависимостях ω , $M=f(t)$ при $\omega=0$, хорошо видный на рис.4.25,б (переход от сплошных к штриховым линиям 3 и 4).

В заключение рассмотрения переходных процессов при $T_s=0$ остановимся на процессе динамического торможения. Для осуществления этого режима двигатель отключается от сети и включается по схеме динамического торможения (см.рис.3.8,а 3.44,а), причем в силовую цепь вводится резистор. Для двигателя постоянного тока этот резистор должен обеспечить ограничение тока допустимым по условиям коммутации значением, а для асинхронного двигателя выбирается из условия получения требуемого момента при переключении M_1 .

Соответствующие механические характеристики представлены на рис.4.26,а Модуль жесткости статической характеристики при динамическом торможении можно определить по отношению приращения момента к приращению скорости, например $\beta=M_1/\omega_{\text{нач}}$. Вычислив соответствующее значение $T_M=J\Sigma/\beta$ и подставив в (4.54) установившееся значение скорости - ω_c , определяемое, как показано на рис.4.26,а активным моментом нагрузки M_c , получим выражения, совпадающие по форме с (4.61) и (4.62) Графики переходного процесса приведены на рис.4.26,б, причем при активном моменте нагрузки двигатель под действием нагрузки разгоняется в обратном направлении до скорости - ω_c , а при реактивном останавливается.

Заканчивая анализ процессов пуска и торможения в электроприводах, получающих питание от сети ($\omega_0=\text{const}$), заметим, что все полученные зависимости $\omega(t)$ и $M(t)$ существенно отличаются от рассмотренных в §4.7 оптимальных по тем или иным критериям. Близкую к оптимальной по быстродействию кривую $\omega(t)$ можно получить при реостатном пуске, если выбрать число пусковых ступеней достаточно большим. Повысить плавность нагружения упругой системы можно путем введения предварительных пусковых и тормозных ступеней с существенно меньшим начальным моментом, чем M_1 . Таким способом часто пользуются в различных подъемно-транспортных машинах в целях уменьшения рывков при выборе слабины канатов и ударов в передачах при выборе зазоров. Однако без применения автоматического регулирования момента или ускорения получить процессы, близкие к оптимальным, в большинстве случаев не удается.

4.9. Переходные процессы электропривода с линейной механической характеристикой при $\omega_0=f(t)$

В замкнутых системах регулируемого электропривода имеется возможность формировать переходные процессы, достаточно близкие к оптимальным, путем плавного изменения напряжения, подведенного к якорю двигателя постоянного тока, или частоты тока, протекающего по обмоткам статора асинхронного двигателя. Такие переходные процессы протекают при $\omega_0=f(t)$. Проанализируем их характерные особенности. Эти особенности можно проследить, задавшись линейным законом изменения управляющего воздействия ω_0 во времени

$$\omega_0(t) = \omega_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 t. \quad (4.65)$$

Если подставить (4.65) в правую часть уравнения (4.43), последнее можно представить в виде

$$T_s T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 t - \Delta\omega_c. \quad (4.66) \quad \text{где } \Delta\omega_c = M_c/\beta.$$

Для большей наглядности анализа примем, что соотношение постоянных $m>2$, а при этом, как показывает опыт, влияние электромагнитной инерции незначительно сказывается на характере рассматриваемых переходных процессов благодаря плавности изменений управляющего воздействия. При $T_s \approx 0$ (4.66) упрощается:

$$T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 t - \Delta\omega_c. \quad (4.66a)$$

Необходимо решить полученное дифференциальное уравнение с правой частью, линейно зависящей от времени. Найдем частное решение, соответствующее установившемуся динамическому режиму, который наступает после затухания свободных составляющих. Общий характер движения для этого режима определяется правой частью (4.66a), поэтому частное решение следует искать в виде

$$\omega = a + bt, \quad (4.67)$$

где a и β - неопределенные коэффициенты. Подставив (4.67) в (4.66а), получим

$$bT_m + a + bt = \omega_{0\text{нач}} + \varepsilon_0 t - \Delta\omega_c, \text{ откуда}$$

$$a = \omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_m; \quad b = \varepsilon_0.$$

Общее решение (4.66а) будем искать в виде ($p_1 = -1/T_m$)

$$\omega = \omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_m + \varepsilon_0 t + Ae^{-t/T_m}. \quad (4.68)$$

Коэффициент A определяем, исходя из начальных условий: при $t=0$, $\omega=\omega_{\text{нач}}$. В результате получим

$$\omega = \varepsilon_0 t + (\omega_{0\text{нач}} - \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_m) (1 - e^{-t/T_m}) + \omega_{\text{нач}} e^{-t/T_m}. \quad (4.69)$$

Дифференциальное уравнение системы, разрешенное относительно момента двигателя при $T_3 \approx 0$, имеет вид

$$T_m \frac{dM}{dt} + M = M_c + J_\Sigma \varepsilon_0 = M_c + \beta \varepsilon_0 T_m. \quad (4.70)$$

Запишем окончательное решение (4.70) при $M_{t=0} = M_{\text{нач}}$, не повторяя аналогичных промежуточных выкладок:

$$M \approx M_c + \beta \varepsilon_0 T_m + (M_{\text{нач}} - M_c - \beta \varepsilon_0 T_m) e^{-t/T_m}. \quad (4.71)$$

Примерный вид кривых $\omega(t)$, $M(t)$, соответствующих (4.69) и (4.71), для случая, когда предшествующий режим работы был неустановившимся и $M_c \neq 0$, показан на рис.4 28. На рисунке хорошо видна основная закономерность - линейный закон изменения управляющего воздействия определяет, за исключением начального участка, равномерно ускоренное изменение скорости с ускорением, пропорциональным темпу нарастания напряжения u_a или частоты f_1 . Длительность переходного начального участка зависит от электромеханической постоянной T_m , причем при $T_3=0$ момент нарастает до значения $M_{\text{п.уст}}$ за время, примерно равное $3T_m$. При колебательном характере процесса, обусловленном $T_3 \neq 0$, это время несколько уменьшается.

После затухания свободной составляющей скорость нарастает по линейному закону, отставая от кривой $\omega_0 \cdot t$ на значение, равное $\Delta\omega_\Sigma = \Delta\omega_c + \varepsilon_0 T_m$. Таким образом, задаваемый на входе системы закон изменения скорости воспроизводится с ошибкой, которая в установившемся процессе складывается из ошибки, равной статическому падению скорости $\Delta\omega_c = M_c/\beta$, и ошибки, равной динамическому падению $\Delta\omega_{\text{дин}} = J_\Sigma \cdot \varepsilon_0/\beta$. Эти ошибки определяются по статической механической характеристике полным моментом двигателя $M_c + J_\Sigma \varepsilon_0$. Для двигателя постоянного тока величина $\Delta\omega_\Sigma$ пропорциональна падению напряжения в якорной цепи от полного тока

$$\Delta\omega_\Sigma = (M_c + J_\Sigma \varepsilon_0)/\beta = (I_c + I_{\text{дин}}) R_{\Sigma}/c.$$

Увеличение модуля жесткости статической механической характеристики влечет за собой соответствующее уменьшение отклонения кривой $\omega(t)$ от заданной $\omega_0(t)$.

Воспользуемся полученными общими выражениями зависимостей ω , $M(t)$ (4.69) и (4.71) для анализа конкретных переходных процессов электропривода с линейной механической характеристикой. При пуске электропривода путем плавного подъема управляющего воздействия от нуля до установившегося значения существенное влияние на переходный процесс оказывает характер момента нагрузки.

Если нагрузка представляет собой реактивный момент, переходный процесс пуска распадается на два участка, соответствующих нелинейности этой нагрузки. На первом этапе возрастание $\omega_0 = \varepsilon_0 t$ вызывает линейное возрастание момента короткого замыкания двигателя по закону

$$M_{кз} = \beta \omega_0 = \beta \varepsilon_0 t, \quad (4.72)$$

но до тех пор, пока $M_{кз} < M_c$, скорость остается равной нулю, так как электропривод заторможен реактивной нагрузкой. Первый этап заканчивается при $M_{кз} = M_c$; это условие позволяет с помощью (4.72) определить время запаздывания начала движения

$$t_3 = M_c/\beta \varepsilon_0 = \Delta\omega_c/\varepsilon_0. \quad (4.73)$$

На втором этапе движение электропривода определяется (4.69) и (4.71) при условиях $\omega_{0\text{нач}} = \Delta\omega_c$; $\omega_{\text{нач}} = 0$; $M_{\text{нач}} = M_c$;

$$\omega = \varepsilon_0 t - \varepsilon_0 T_m (1 - e^{-t/T_m}); \quad (4.74)$$

$$M = M_c + \beta \varepsilon_0 T_M (1 - e^{-t/T_M}). \quad (4.75)$$

Каждому текущему значению ω_0 соответствует вполне определенная механическая характеристика двигателя. Как показано на рис.4.29,а, в исходном положении двигатель имел характеристику динамического торможения 1, в конце первого этапа $\omega_0 = \Delta\omega_c$, что определяет характеристику 2. Момент двигателя на первом этапе нарастал при $\omega_0 = 0$ до значения M_c , как показано участком динамической характеристики (кривая 3 на рис.4.29,а), совпадающим с осью абсцисс от 0 до $M = M_c$. Соответствующие зависимости $M(t)$ и $\omega(t) = 0$ для первого этапа переходного процесса показаны на рис.4.29,б на участке $0 < t < t_3$.

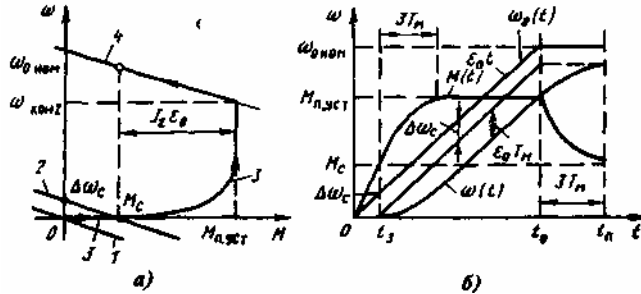


Рис 4.29. Механические характеристики (а) и графики переходного процесса пуска (б) при $\omega_0 = \varepsilon_0 t$

Для второго этапа начало отсчета времени в (4.74) и (4.75) в точке $t = t_3$. Перенеся начало координат в эту точку, построим соответствующие (4.69) прямую $\varepsilon_0(t - t_3)$ и кривую $\omega(t - t_3)$, отстоящую от нее на $\varepsilon_0 T_M$. Кривая $\varepsilon_0(t - t_3)$ отстоит от кривой $\omega_0 = \varepsilon_0 t$ по вертикали на отрезок $\Delta\omega_c$, что определяет суммарный перепад скорости $\Delta\omega_\Sigma = \Delta\omega_c + \varepsilon_0 T_M$. В соответствии с (4.75) момент двигателя на этом этапе нарастает от $M = M_c$ до $M_{п.уст} = M_c + \beta \varepsilon_0 T_M$ по экспоненте за время $3T_M$. Зависимости ω , $M = f(t)$, соответствующие второму этапу переходного процесса, позволяют построить динамическую механическую характеристику 3 на рис.4.29,а в пределах от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_{кон2}$, где $\omega_{кон2}$ - конечная скорость на втором этапе.

Второй этап заканчивается в момент времени t_0 , когда управляющее воздействие достигает требуемого установившегося значения и его дальнейший рост должен быть прекращен. Двигатель при этом выходит на естественную характеристику 4, и в дальнейшем имеет место процесс, описываемый уравнениями (4.54) и (4.55) при соответствующих начальных условиях. Как было выше установлено, скорость на этом участке нарастает по экспоненте, а момент уменьшается по тому же закону, стремясь к M_c (рис 4.29,б). Общее время переходного процесса составляет

$$t_{пп} = t_0 + 3T_M$$

Обычно $T_M \ll t_0$, поэтому время переходного процесса определяется временем нарастания напряжения на якоре или частоты тока статора до установившегося значения ($t_{пп} = t_0$).

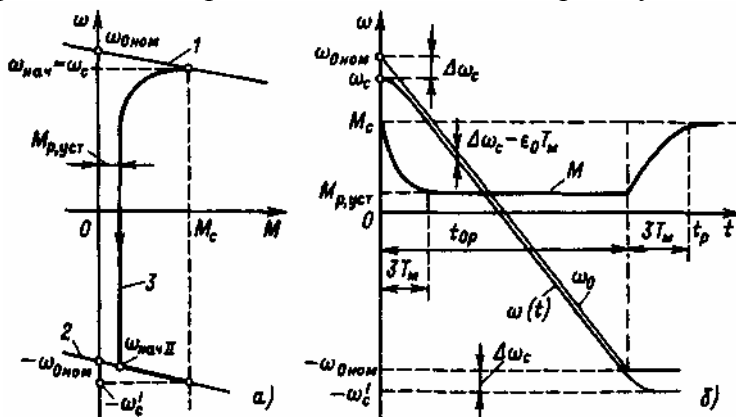


Рис. 4.30 Механические характеристики (а) и графики ω , $M(t)$ при реверсе с активным M_c (б)

Рассмотрим процесс реверса электропривода путем плавного изменения управляющего воздействия, при котором скорость идеального холостого хода изменяется по закону

$$\omega_0 = \omega_{ном} - \varepsilon_0 t \quad (4.76)$$

от $\omega_{0\text{нач}} = \omega_{0\text{ном}}$ до $\omega_{0\text{кон}} = -\omega_{0\text{ном}}$.

Если считать момент активным, то определить начальное и конечное значения скорости можно по механическим характеристикам 1 и 2, представленным на рис.4.30,а. Подставляя в (4.69) и (4.71) значения $\omega_{0\text{нач}} = \omega_{0\text{ном}}$; $\omega_{\text{нач}} = \omega_c$; $M_{\text{нач}} = M_c$ и учитывая, что ускорение ε_0 в (4.76) отрицательно, получаем

$$\omega = \omega_c e^{-t/T_m} - \varepsilon_0 t + (\omega_{0\text{ном}} - \Delta\omega_c + \varepsilon_0 T_m)(1 - e^{-t/T_m}); \quad (4.77)$$

$$M = M_c - \beta \varepsilon_0 T_m (1 - e^{-t/T_m}). \quad (4.78)$$

Формулы (4.77) и (4.78) определяют характер изменения скорости и момента на первом этапе реверса, который заканчивается в момент t_{0p} когда скорость ω_0 достигает установившегося значения $-\omega_{0\text{ном}}$. Соответствующие графические зависимости $\omega(t)$, $M(t)$ представлены на рис.4.30,б. Так как в этом процессе ускорение отрицательно, динамический момент $J_\Sigma \varepsilon_0$ отрицателен и суммарный установившийся момент при реверсе $M_{p,\text{уст}}$ определяется разностью $M_c = \beta \varepsilon_0 T_m$. Как следствие, ошибка, с которой скорость ω следует за изменением ω_0 , уменьшается: $\Delta\omega_\Sigma = \Delta\omega_c - \varepsilon_0 T_m$. В зависимости от M_c , ε_0 и T_m она может быть равной нулю ($\Delta\omega_c = \varepsilon_0 T_m$) или изменять свой знак ($\Delta\omega_c < \varepsilon_0 T_m$), при этом и момент двигателя M также становится равным нулю или изменяет знак.

Если $\Delta\omega_\Sigma > 0$, т. е. $M_c > |J_\Sigma \varepsilon_0|$, двигатель в процессе снижения скорости продолжает работать в двигательном режиме, а при изменении знака скорости переходит в тормозной режим с тем же моментом $M = M_{p,\text{уст}}$. При $\Delta\omega_\Sigma < 0$ и $M_c < |J_\Sigma \varepsilon_0|$, двигатель при снижении скорости работает в тормозном режиме, а при пуске в противоположном направлении переходит в двигательный режим. Значение момента $M_{p,\text{уст}} = M_c - J_\Sigma \varepsilon_0 = M_c - \beta \varepsilon_0 T_m$ определяет при $t=t_0$ в конце процесса нарастания ω_0 до значения $-\omega_{0\text{ном}}$ начальное значение скорости $\Delta\omega_{\text{нач.п}}$ для заключительного второго этапа реверса.

Динамическая механическая характеристика, соответствующая первому (основному) этапу реверса, показана на рис.4.30,а (кривая 3).

Второй, заключительный этап реверса протекает при $\omega_0 = -\omega_{0\text{ном}} = \text{const}$ и определяется соотношениями (4.54) и (4.55). На этом этапе момент двигателя нарастает до $M = M_c$ по экспоненте с постоянной T_m , а скорость плавно увеличивается в соответствии с механической характеристикой 2 (рис.4.30,а) до установившегося значения $-\omega'_c$. Длительность этого процесса примерно равна $3T_m$, что обычно составляет небольшую долю общего времени реверса $t=t_0+3T_m$, которое определяется главным образом временем t_0 реверсирования управляющего воздействия.

Более сложный вид имеет характер процесса реверса при реактивном моменте нагрузки. Рассмотрим этот процесс, причем для конкретизации физических представлений будем иметь в виду электропривод с двигателем постоянного тока независимого возбуждения, электромеханические характеристики которого 1 и 2, соответствующие началу и концу процесса, приведены на рис.4.31,а. На рис 4 31,б показана характеристика $u_a = U_{\text{ном}} - c\varepsilon_0 t$ (прямая 1). В процессе замедления закон движения электропривода тот же, что и в рассмотренном выше случае активной нагрузки.

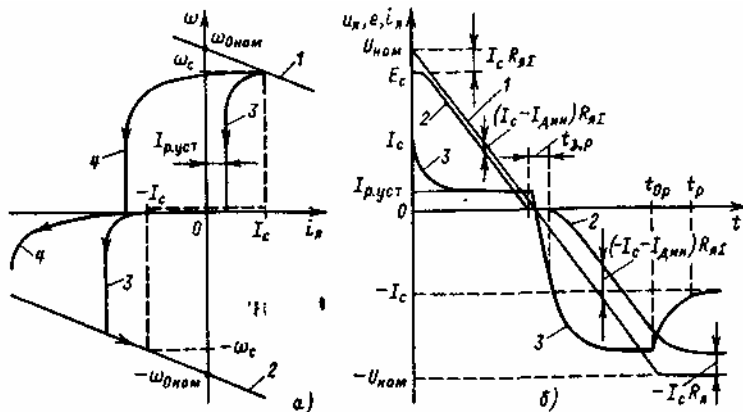


Рис 4 31. Электромеханические характеристики (а) и графики u_a , ε , $i_a = f(t)$ при реверсе с реактивным M_c (б)

Начальная разность между напряжением на якоре u_a и ЭДС двигателя $E_c = c\omega_c$, равная падению напряжения на сопротивлении якоря от статического тока $I_c R_{a\Sigma}$, уменьшается до значения, равного падению напряжения от установившегося тока при реверсе $I_{p,\text{уст}} = M_{p,\text{уст}}/c$. Ток якоря при этом соответственно уменьшается от начального значения I_c до $I_{p,\text{уст}}$ и затем остается постоянным до скорости, равной нулю. Зависимости ЭДС двигателя $\varepsilon(t)$ и $i_a(t)$ также приведены на рис.4.31,б

(кривые 2 и 3), причем разность между напряжением и ЭДС при $T_{я}=0$ пропорциональна току якоря.

В момент прохождения скорости через нуль реактивный момент нагрузки изменяется скачком от M_c до $-M_c$. Для того чтобы начался пуск в противоположном направлении, необходимо изменение знака тока и увеличение его по модулю до значений, превышающих модуль статического тока. Появляется пауза в движении, аналогичная времени запаздывания на рис.4.29,б, которую обозначим $t_{з.р}$. В течение этой паузы ток якоря нарастает по линейному закону:

$$i_{я} = I_{руст} - c \epsilon_0 t / R_{я \Sigma},$$

а скорость $\omega=0$. Пауза заканчивается, когда ток якоря достигает значения $i_{я}=-i_c$. Определяем время запаздывания:

$$t_{з.р} = (I_{руст} + I_c) R_{я \Sigma} / c \epsilon_0. \quad (4.79)$$

В дальнейшем пуск в обратном направлении протекает аналогично рассмотренному выше. Показанные на рис.4.31,б графики $u_{я}(t)$, $\epsilon(t)$ и $i_{я}(t)$ для этой части процесса (кривые 1-3) в другом масштабе повторяют пропорциональные им графики $\omega_0(t)$, $\omega(t)$ и $M(t)$ - см рис.4.29,б. Динамическая электромеханическая характеристика, соответствующая процессу реверса с реактивным моментом нагрузки, построена на рис.4.31,а (кривая 3).

Если увеличивать темп изменения напряжения du/dt , то вследствие роста динамического тока при торможении ток $i_{руст} = i_c - i_{дин}$ вначале уменьшается до нуля, а затем изменяет знак, при этом время запаздывания $t_{з.р}$ в соответствии с (4.79) уменьшается и при $I_{руст} = -I_c$ становится равным нулю. Из уравнения движения $-M - M_c = J_{\Sigma} \epsilon_0$ можно определить значение ϵ_{01} , соответствующее этому условию:

$$\epsilon_{01} = -2M_c / J_{\Sigma} = -2M_c / \beta T_M. \quad (4.80)$$

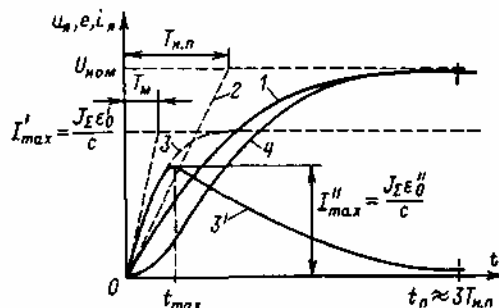
Если $|\epsilon_0| > |\epsilon_{01}|$, то процесс изменения скорости при реверсе является непрерывным и влияние реактивного момента сказывается лишь на изменении скачком ускорения при переходе скорости через нуль. Динамическая механическая характеристика двигателя, соответствующая таким условиям, представлена на рис 4.31,а (кривая 4).

Рассмотренные переходные процессы дают возможность сделать общий вывод о том, что закон изменения напряжения $u_{я}$ для электропривода постоянного тока или частоты f_1 для электропривода переменного тока определяет характер изменения скорости в переходном процессе с тем большей точностью, чем меньше электромеханическая постоянная времени T_M . Этот вывод справедлив не только для линейного закона изменения управляющего воздействия, но и при более сложных зависимостях $\omega_0(t)$. В качестве примера оценим характер изменения скорости (или пропорциональной ей ЭДС двигателя) в переходном процессе пуска электропривода постоянного тока при $M_c=0$, если приложенное к якорю напряжение нарастает не по линейному, а по экспоненциальному закону

$$u_{я} = U_{ном} (1 - e^{-t/T_{и.п}}), \quad (4.81)$$

где $T_{и.п}$ - постоянная времени источника питания, причем будем считать, что $T_{и.п} \gg T_M$

Рис 4.32 Переходные процессы электропривода при экспоненциальном изменении $u_{я}$



Зависимость $u_{я}(t)$, соответствующая (4.81), представлена на рис.4.32 (кривая 1). Начальная часть этой кривой близка к прямой 2, соответствующей неизменному значению $du_{я}/dt = (du_{я}/dt)_{нач} = \text{const}$:

$$(du_{я}/dt)_{нач} = U_{ном} / T_{и.п} = c \epsilon'_0.$$

Если бы напряжение нарастало по закону $u_{я} = c \epsilon'_0 t$ ток якоря стремился бы к значению по экспоненте с постоянной T_M , как это было установлено ранее (кривая 3). Однако темп нарастания напряжения в действительности (кривая 1) не-

прерывно уменьшается с постоянной $T_{и п}$:

$$du_{я}/dt = (U_{ном}/T_{и п})e^{-t/T_{и п}} \quad (4.82)$$

Поэтому после достижения максимума $I''_{max} = J_{\Sigma} \varepsilon''_0 / c$, где ε''_0 - величина, пропорциональная du/dt при $t=t_{max}$, ток начинает снижаться по закону, близкому (4.82) (кривая 3'). Электродвижущая сила двигателя e изменяется по кривой 4, отличаясь в каждый момент времени от $u_{я}$ на значение падения напряжения в цепи якоря при данном токе. Нетрудно видеть, что чем меньше T_m , тем меньше падение напряжения при данном динамическом токе, тем ближе кривая 4 к кривой 1. Так как

$$u_{я} = e + i_{я} R_{я \Sigma},$$

производная напряжения связана с производной ЭДС двигателя соотношением

$$du_{я}/dt = de/dt + R_{я \Sigma} di_{я}/dt \quad (4.83)$$

момент $t=t_{max}$ $di/dt=0$, поэтому имеет место равенство

$$du_{я}/dt = (de/dt) \quad \text{или} \quad \varepsilon''_0 = (d\omega_0/dt)_{t=t_{max}} = (d\omega/dt)_{t=t_{max}}.$$

Соответственно максимум динамического тока определяется выражением $I''_{max} = J_{\Sigma} \varepsilon''_0 / c$. Так как $\varepsilon''_0 < \varepsilon'_0$, максимум тока I''_{max} меньше, чем установившийся динамический ток при начальном темпе нарастания напряжения, причем разница увеличивается с возрастанием T_m . Это понятно, так как с возрастанием T_m увеличивается время достижения максимума t_{max} и ε''_0 уменьшается. При $T_m \rightarrow 0$, $I_{max} \rightarrow I'_{max}$, $t_{max} \rightarrow 0$ и кривая $\varepsilon(t)$ сливается с кривой $i_{я}(t)$.

Значения t_{max} и $M_{max} = c I''_{max}$ можно определить, решив дифференциальные уравнения (4.66) и (4.70) при экспоненциальном законе изменения $\omega_0(t)$. В результате решения получаются следующие формулы для расчета:

$$t_{max} = \frac{T_{и п} T_m}{T_{и п} - T_m} \ln \left(\frac{\omega_0}{\omega_c} \right)^{(T_{и п} - T_m)/T_m} \frac{T_{и п}}{T_m}; \quad (4.84)$$

$$M_{max} = \beta (\omega_{0ном} - \Delta\omega_c) \left(\frac{T_m}{T_{и п}} \right)^{T_{и п}/(T_{и п} - T_m)} + M_c. \quad (4.85)$$

Из (4.85) можно определить зависимость максимального ускорения электропривода при пуске:

$$\varepsilon_{max} = \frac{\beta}{J_{\Sigma}} (\omega_{0ном} - \Delta\omega_c) \left(\frac{T_m}{T_{и п}} \right)^{T_{и п}/(T_{и п} - T_m)}. \quad (4.86)$$

Так как $\Delta\omega_c < \omega_{0ном}$, максимальное ускорение при пуске определяется темпом нарастания управляющего воздействия, который характеризуется $T_{ип}$ и мало зависит от нагрузки электропривода M_c . Эта же особенность характерна и для процессов при линейной зависимости $\omega_0 t$. В частности, рассматривая рис.4.31,б, можно установить, что, хотя в процессе реверса реактивный момент изменился от $+M_c$ до $-M_c$, ускорение как при торможении, так и при пуске в обратном направлении устанавливается равным $-\varepsilon_0$.

Это свойство особенно ценно в тех случаях, когда к электроприводу предъявляются жесткие требования в отношении ограничения ускорений и оптимальные переходные процессы имеют вид, показанный на рис.4.19,а. Сравнивая рис.4.19,б с рис.4.20, можно убедиться, что процессы при линейном нарастании ускорения получаются близкими к оптимальным по быстрдействию при ограничении ускорений и рывка.

Возможность получения оптимального характера переходных процессов путем формирования соответствующей зависимости $\omega_0(t)$ широко используется для управления электроприводами.

4.10. Переходные процессы электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем

Проведенный анализ переходных процессов электропривода с линейной механической характеристикой справедлив и для электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем, если в переходном процессе абсолютное скольжение $s_a < s_k$ и двигатель работает в области рабо-

чего участка механической характеристики. Такие условия имеют место при питании двигателя от управляемого преобразователя частоты. Если двигатель питается от сети, условие $s_a < s_k$ выполняется только при переходных процессах, вызванных изменением нагрузки M_c . В переходных процессах пуска, реверса и торможения скольжение меняется в широких пределах и линеаризованной структурной схемой электропривода пользоваться нельзя.

Большинство простых и дешевых асинхронных электроприводов с короткозамкнутыми двигателями, имеющих самое широкое распространение, пускается путем включения на сеть, и нелинейность механической характеристики этих двигателей проявляется полностью, так же как и в режимах торможения противовключением или динамического торможения. При пуске и реверсе двигателя поток машин изменяется в широких пределах и на характер переходных процессов оказывает существенное влияние электромагнитная инерция двигателя. Влияние нелинейности механической характеристики и электромагнитной инерции и определяет необходимость особого рассмотрения переходных процессов короткозамкнутого двигателя.

С учетом электромагнитной инерции движение асинхронного электропривода в переходном процессе пуска путем включения на сеть можно описать, воспользовавшись уравнениями механической характеристики в комплексной форме в осях u, v (2.29) и уравнением движения механической части в виде (1.42):

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= R_1 \bar{i}_1 + L_1 \frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_{12} \frac{d\bar{i}_2}{dt} + j\omega_k (L_{11} \bar{i}_1 + L_{12} \bar{i}_2); \\ 0 &= R_2' \bar{i}_2 + L_{12} \frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_2 \frac{d\bar{i}_2}{dt} + j(\omega_k - \omega_{эл}) (L_{12} \bar{i}_1 + L_{22} \bar{i}_2); \\ M &= p_n L_{12} \operatorname{Im}(\bar{i}_1 \bar{i}_2^*); \\ M - M_c &= J_z \frac{d\omega}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (4.87)$$

Аналитическое решение этой нелинейной системы уравнений в общем случае, как уже отмечалось, представляет трудности, поэтому анализ электромеханических переходных процессов с учетом электромагнитной инерции следует вести с помощью ЭВМ. Однако оценить влияние электромагнитной инерции в общем виде удастся при анализе процесса включения двигателя на сеть при неизменной скорости ротора $\omega_0 = \text{const}$. Применительно к процессу пуска рассмотрим электромагнитный переходный процесс, возникающий на начальном этапе, когда скорость двигателя еще не успела существенно измениться и можно приближенно принять $\omega_{эл} = 0$. Анализировать такой процесс удобнее всего в осях α, β , принимая $\omega_k = 0$. Так как скорость неизменна, изменения векторов токов i_1 и i_2' определяются первыми двумя уравнениями системы (4.87), которые при этих условиях можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_1 &= R_1 \bar{i}_1 + L_1 \frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_{12} \frac{d\bar{i}_2}{dt}; \\ 0 &= R_2' \bar{i}_2 + L_2 \frac{d\bar{i}_2}{dt} + L_{12} \frac{d\bar{i}_1}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (4.88)$$

Переходя к изображениям переменных по Карсону при нулевых начальных условиях, а также учитывая, что синусоидальное напряжение сети, представленное вектором $\bar{u}_1$ имеет изображение $\bar{u}_1 = U_{1\max} e^{j\omega_{0эл} t} = U_{1\max} p / (p - j\omega_{0эл})$, получаем

$$\left. \begin{aligned} (R_1 + L_1 p) \bar{i}_1(p) + L_{12} p \bar{i}_2(p) &= U_{1\max} p / (p - j\omega_{0эл}); \\ (R_2' + L_2 p) \bar{i}_2(p) + L_{12} p \bar{i}_1(p) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.89)$$

Решив (4.89) относительно векторов тока $i_1(p)$ и $i_2(p)$, получим их изображения:

$$\bar{i}_1(p) = \frac{U_{1\max} p (R_2' + L_2 p)}{(p - j\omega_{0эл}) [(L_1 L_2 - L_{12}^2) p^2 + (R_1 L_2 + R_2' L_1) p + R_1 R_2']}; \quad (4.90)$$

$$\bar{i}_2(p) = \frac{U_{1\max} L_{12} p^2}{(p - j\omega_{0эл}) [(L_1 L_2 - L_{12}^2) p^2 + (R_1 L_2 + R_2' L_1) p + R_1 R_2']}. \quad (4.91)$$

Характер изменения свободных составляющих и их затухание определяются корнями p_1 и p_2

характеристического уравнения (корень знаменателя $p_0 = j\omega_{0эл}$ определяет установившийся режим, так как относится к изображению напряжения):

$$p_{1,2} = -\frac{R_1 L_2 + R_2' L_1}{2(L_1 L_2 - L_{12}^2)} \pm \sqrt{\left[\frac{R_1 L_2 + R_2' L_1}{2(L_1 L_2 - L_{12}^2)} \right]^2 - \frac{R_1 R_2'}{L_1 L_2 - L_{12}^2}}. \quad (4.92)$$

Если (4.92) представить в виде

$$p_{1,2} = -\frac{R_1 L_2 + R_2' L_1}{2(L_1 L_2 - L_{12}^2)} \pm \sqrt{\frac{(R_1 L_2 - R_2' L_1)^2 + 4 R_1 R_2' L_{12}^2}{2(L_1 L_2 - L_{12}^2)^2}}, \quad (4.93)$$

то можно установить, что в рассматриваемом случае, когда $\omega_{0эл} = 0$, система имеет отрицательные различные действительные корни. Для оценки корней упрощаем (4.93), учитывая, что практически $R_1 L_2$ и $R_2' L_1$ близки друг к другу. Примем $R_1 L_2 \approx R_2' L_1$ и $R_1 \approx R_2'$

$$p_{1,2} = -R_2' (L_1 \mp L_{12}) / (L_1 L_2 - L_{12}^2)^2. \quad (4.94)$$

Выражаем в (4.94) L_1 , L_2 и L_{12} через индуктивные сопротивления асинхронного двигателя x_1 , x_2 , x_μ и, учитывая, что $x_\mu \gg x_1$ и $x_\mu \gg x_2'$, получаем

$$p_1 = -\omega_{0эл} s_K x_1 / (x_1 + x_\mu) = -\alpha_1; \quad (4.95)$$

$$p_2 = -\omega_{0эл} s_K (x_1 + 2x_\mu) / (x_1 + x_\mu) = -\alpha_2, \quad (4.96)$$

где $s_K = R_2' / (x_1 + x_2')$.

Сравнивая (4.95) и (4.96), можно заключить, что коэффициент затухания α_1 значительно меньше коэффициента затухания α_2 - их отношение можно оценить значением $x_1 / 2x_\mu$.

Находим оригиналы токов, обозначая $p_1 = -\alpha_1$ и $p_2 = -\alpha_2$, имея в виду их точные значения, определяемые из (4.92) и (4.93):

$$\bar{i}_1(t) = \frac{U_{1\max}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \left[\frac{(R_2' + jL_2 \omega_{0эл}) e^{j\omega_{0эл} t}}{(\alpha_1 + j\omega_{0эл})(\alpha_2 + j\omega_{0эл})} + \frac{(R_2' - \alpha_1 L_2) e^{-\alpha_1 t}}{(\alpha_1 + j\omega_{0эл})(\alpha_1 - \alpha_2)} + \frac{(R_2' - \alpha_2 L_2) e^{-\alpha_2 t}}{(\alpha_2 + j\omega_{0эл})(\alpha_2 - \alpha_1)} \right]; \quad (4.97)$$

$$\bar{i}_2(t) = -\frac{U_{1\max} L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \left[\frac{j\omega_{0эл} e^{j\omega_{0эл} t}}{(\alpha_1 + j\omega_{0эл})(\alpha_2 + j\omega_{0эл})} + \frac{\alpha_1 e^{-\alpha_1 t}}{(\alpha_1 + j\omega_{0эл})(\alpha_2 - \alpha_1)} + \frac{\alpha_2 e^{-\alpha_2 t}}{(\alpha_2 + j\omega_{0эл})(\alpha_1 - \alpha_2)} \right]; \quad (4.98)$$

Таким образом, вектор каждого тока содержит кроме установившейся составляющей, изменяющейся с частотой $\omega_{0эл}$, две переходные составляющие, имеющие аperiodический характер и затухающие с коэффициентами затухания α_1 и α_2 . Для вычисления момента двигателя по третьему уравнению системы (4.87) необходимо определить комплексно-сопряженный вектор тока ротора:

Подставив (4.97) и (4.99) в указанное уравнение, можно определить составляющие электромагнитного момента, обусловленные взаимодействием составляющих токов. В качестве примера определим установившееся значение пускового момента $M_{п.уст}$, пропорциональное мнимой

$$\bar{i}_2^*(t) = -\frac{U_{1\max} L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \left[\frac{-j\omega_{0эл} e^{-j\omega_{0эл} t}}{(\alpha_1 - j\omega_{0эл})(\alpha_2 - j\omega_{0эл})} + \frac{\alpha_1 e^{-\alpha_1 t}}{(\alpha_1 - j\omega_{0эл})(\alpha_2 - \alpha_1)} + \frac{\alpha_2 e^{-\alpha_2 t}}{(\alpha_2 - j\omega_{0эл})(\alpha_1 - \alpha_2)} \right]. \quad (4.99)$$

части произведения первых членов (4.97) и (4.99):

$$M_{п.уст} = p_n L_{12} \operatorname{Im} \{ \bar{i}_{1уст} \bar{i}_{2уст}^* \} = \frac{p_n U_{1\max}^2 L_{12}^2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \operatorname{Im} \left[\frac{jR_2' \omega_{0эл} + \omega_{0эл}^2 L_{12}}{(\alpha_1^2 + \omega_{0эл}^2)(\alpha_2^2 + \omega_{0эл}^2)} \right]. \quad (4.100)$$

С учетом того, что амплитуда напряжения двухфазной модели связана с амплитудой трехфазного напряжения согласующим коэффициентом $\sqrt{2/3}$

$$U_{1\max} = \sqrt{2/3} U_{1\max(3ф)} = \sqrt{3} U_1,$$

выразив в (4.100) индуктивности через реактансы, получим

$$M_{п\ уст} = \frac{3U_1^2 R'_2}{\omega_0(x_1 + x'_2 + x_1 x'_2 / x_\mu) \left(\alpha_1^2 / \omega_{0эл}^2 + 1 \right) \left(\alpha_2^2 / \omega_{0эл}^2 + 1 \right)}. \quad (4.101)$$

Если в (4.101) подставить выражения α_1 и α_2 из (4.92) и (4.93) и выполнить некоторые преобразования с учетом малости x_1 , x'_2 в сравнении с x_μ можно получить значение пускового момента:

$$M_{п\ уст} = \frac{2M_k(1 + as_k)}{1/s_k + s_k + 2as_k}. \quad (4.102)$$

Так как процедура получения составляющих момента из этого примера ясна, опустим промежуточные выкладки и приведем полное выражение пускового момента в виде

$$\frac{M_{п(t)}}{M_{п\ уст}} = 1 + e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)t} - (e^{-\alpha_1 t} + e^{-\alpha_2 t}) \cos \omega_{0эл} t - \frac{1 + \alpha_1 \alpha_2 / \omega_{0эл}^2}{\alpha_2 / \omega_{0эл} - \alpha_1 / \omega_{0эл}} (e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha_2 t}) \sin \omega_{0эл} t. \quad (4.103)$$

Нетрудно видеть, что из девяти возможных составляющих момента, определяемых сочетаниями произведений составляющих токов (4.97) и (4.99), в (4.103) присутствуют семь составляющих, если учесть, что апериодическая составляющая представляет собой сумму моментов, определяемых произведениями апериодических составляющих токов с разными коэффициентами затухания. Можно убедиться, что произведение составляющих (4.97) и (4.99) с одинаковыми коэффициентами затухания не содержит мнимой части и момента не создает. Периодические составляющие (4.103) обусловлены взаимодействием затухающих апериодических составляющих с принужденными токами, поэтому имеют угловую частоту колебаний $\omega_{0эл}$.

Как было показано, $\alpha_1 \ll \alpha_2$ поэтому характер изменения момента определяется главным образом переменными составляющими момента, затухающими с коэффициентом α_1 . Логарифмический декремент для этих составляющих можно оценить с помощью (4.95).

$$\lambda = 2\pi\alpha/\Omega \approx 2\pi s_k x_1 / (x_1 + x_\mu),$$

так как $\Omega = \omega_{0эл}$.

Известно, что x_1 меньше $x_1 + x_\mu$ на порядок, а $s_k = 0.1 \div 0.5$, поэтому логарифмический декремент для колебательной составляющей равен десятым долям единицы. Это значит, что за время затухания совершаются десятки колебаний периодической составляющей, которая суммируется с установившимся значением и порождает пики пускового момента, превышающие статический пусковой момент в несколько раз.

Таким образом, электромагнитная инерция асинхронного двигателя, с одной стороны, ограничивает темп нарастания момента, так как исключает возможность его нарастания до $M_{п.уст}$ скачком, а с другой - существенно ухудшает характер процесса пуска, вызывая большие и многократно повторяющиеся пики нагрузки, ускоряющие износ двигателя и механического оборудования.

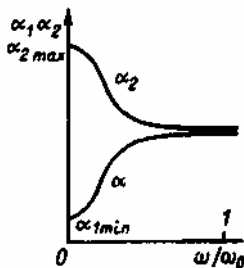


Рис. 4.34 Зависимости α_1 , $\alpha_2 = f(\omega/\omega_0)$

Анализ зависимости коэффициентов затухания от скорости ротора показывает, что коэффициент затухания α_1 при $\omega \neq 0$ с возрастанием скорости вначале увеличивается незначительно, а затем все быстрее до значения, равного примерно половине значения α_2 при $\omega = 0$. Коэффициент α_2 при этом уменьшается примерно в 2 раза, и зависимости α_1 , $\alpha_2 = f(\omega)$ имеют примерно вид, показанный на рис.4.34. Поэтому в процессе пуска в связи с возрастанием скорости затухание колебаний момента, возникших в первый момент пуска в соответствии с (4.103), увеличивается вначале медленно, а при $\omega > 0,5\omega_0$, весьма быстро. Следовательно, число колебаний момента за время пуска тем больше, чем меньше ускорение электропривода, т. е. увеличивается при возрастании момента инерции механизма и статической нагрузки.

К моменту перехода на устойчивый участок статической характеристики ($s < s_k$) колебания, возникшие при включении двигателя, как правило, затухают. В этом случае дальнейший про-

процесс увеличения скорости двигателя до ω_0 протекает в соответствии с линеаризованной механической характеристикой двигателя, а характер переходного процесса определяется отношением постоянных времени T_M и T_ω , как это было уже достаточно подробно рассмотрено.

Переходный процесс пуска асинхронного двигателя при $m \approx 1$ и $M_c = 0$ представлен кривыми ω , $M = f(t)$ на рис.4.35,а. Эти кривые иллюстрируют отмеченные особенности влияния электромагнитных переходных процессов. Производная момента $(dM/dt)_{\text{нач}} \neq 0$, но имеет весьма большие значения, так как время нарастания пускового момента до максимума $M_{\text{п max}}$ меньше периода переменного тока. Возникновение свободных составляющих тока приводит к появлению пиков

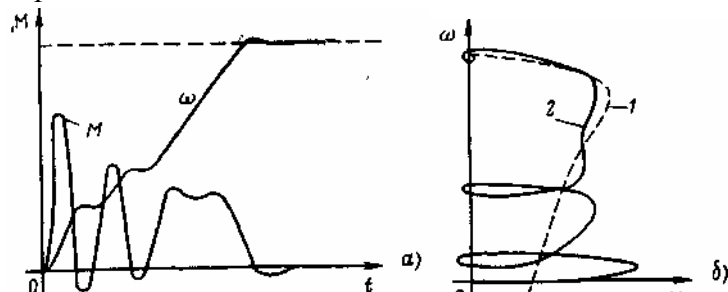


Рис. 4.35. Зависимости ω , $M = f(t)$ (а) и механические характеристики (б) при пуске двигателя с короткозамкнутым ротором

момента, значительно превышающих значения по статической характеристике. В этом можно убедиться, сравнив приведенные на рис.4.35,б статическую 1 и динамическую 2 механические характеристики для этого процесса. Еще более значительные пики момента имеют место при реверсе двигателя с незатухшим полем.

Рассмотренные особенности переходных процессов асинхронного электропривода с короткозамкнутым двигателем относятся к числу его существенных недостатков и обычно снижают надежность его работы по сравнению с той надежностью, которую можно было бы ожидать при его конструктивной простоте. Поэтому в последние годы уделялось много внимания проблеме борьбы с переходными составляющими тока и момента. Установлено, что существенное снижение этих составляющих достигается при ограничении темпа нарастания амплитуды напряжения, приложенного к двигателю при пуске. Ограничение темпа нарастания напряжения может быть достигнуто с помощью реакторов насыщения, тиристорных регуляторов напряжения и т. п. Кроме того, влияние электромагнитной инерции оказывается минимальным при пуске электропривода путем плавного повышения частоты при условии ограничения абсолютного скольжения значениями, соответствующими рабочему участку механических характеристик при $s < s_K$.

При этом механические характеристики линеаризуются в широком диапазоне изменения скорости и переходные процессы имеют характер, рассмотренный в §4.9. На практике для оценок длительности переходных процессов пуска или реверса иногда достаточно использовать статическую характеристику двигателя и уравнение движения (1.42). Такие оценки, в частности, бывают полезны при моделировании системы (4.87) на ЭВМ для контроля правильности результатов моделирования. Задача решается аналитически при выражении статической характеристики уточненной формулой (3.79) [4]. Однако обычно для указанной цели предпочтительны приближенные графоаналитические методы, в связи с тем что механическая характеристика асинхронных короткозамкнутых двигателей всегда существенно отличается от характеристики, построенной по формуле (3.79), из-за эффекта вытеснения тока, используемого для повышения пускового момента.

Простейшим путем является применение метода конечных приращений. На участке изменения скорости $\Delta\omega_i = \omega_{\text{кон}} - \omega_{\text{нач}}$ при достаточной малости $\Delta\omega_i$ момент двигателя M_i и нелинейно зависящий от скорости момент нагрузки M_{ci} могут быть приняты равными средним значениям $M_{срi}$ и $M_{ср,i}$ на этих участках (рис.4.36,а). Тогда в соответствии с уравнением движения (1.42) время Δt_i , за которое скорость изменяется на $\Delta\omega_i$, определяется по формуле

$$\Delta t_i = J_\Sigma \Delta\omega_i / (M_{срi} - M_{ср,i}) = J_\Sigma \Delta\omega_i / M_{динi}. \quad (4.104)$$

Вычисляя для каждого из показанных на рис.4.36,а участков, начиная с первого, и суммируя при переходе от интервала к интервалу $\Delta\omega_i$ и Δt_i , можно построить кривую $\omega(t)$, как это выполнено на рис.4.36,б. Полное время пуска $t_n = \sum \Delta t_i$. При известной зависимости $\omega(t)$ зависимость $M(t)$ определяется с помощью статической механической характеристики.

Нетрудно видеть, что точность этого метода возрастает при уменьшении Δt_i . Для ориентировочных расчетов времени пуска во многих случаях достаточно принять $\Delta\omega = \omega_c$ и найти среднее значение пускового момента:

$$M_{п\text{ ср}} = (M_k + M_n)/2.$$

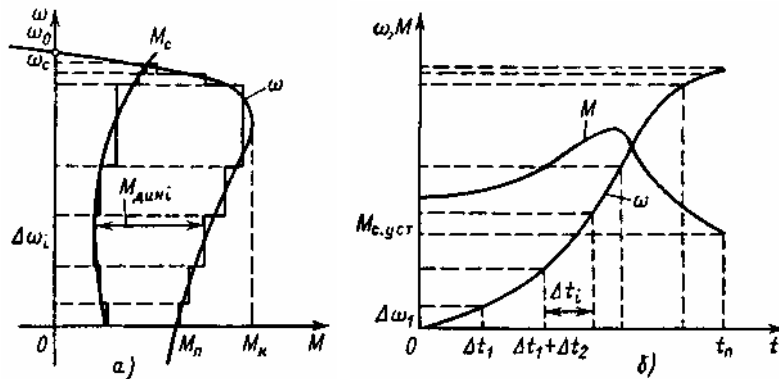


Рис 4.36 К расчету переходного процесса пуска асинхронного двигателя

Тогда время пуска при $M_c = \text{const}$ вычисляется без промежуточных расчетов:

$$t_{п} \approx J_{\Sigma} \omega_c / (M_{п\text{ ср}} - M_c). \quad (4.105)$$

Аналогично можно вычислить время торможения противовключением,

приняв $M_{т\text{ ср}} \approx (M_{\text{нам}} + M_n)/2$:

$$t_t = J_{\Sigma} \omega_{\text{нач}} / (M_{т\text{ ср}} - M_c). \quad (4.106)$$

4.11. Динамика электропривода с синхронным двигателем

Анализируя структурную схему на рис.4.4, можно установить, что при работе в синхронном режиме переходные процессы синхронного электропривода могут быть вызваны изменениями управляющих воздействий и возмущениями в механической части. Управляющими воздействиями являются напряжения на обмотках статора u_1 частота f_1 и пропорциональная ей угловая скорость поля ω_0 , напряжение u_B , приложенное к обмотке возбуждения. Возмущающими воздействиями в механической части являются моменты нагрузки M_{c1} и M_{c2} , изменения которых вызываются технологическими причинами.

При питании двигателя от сети его пуск осуществляется в асинхронном режиме с помощью предусмотренной для этой цели на роторе короткозамкнутой пусковой (демпферной) обмотки. В этом режиме электропривод ускоряется до подсинхронной скорости $\omega_{вх}$, при которой обмотка возбуждения включается на постоянное напряжение U_B и происходит процесс втягивания двигателя в синхронизм. Переходные процессы, протекающие при вхождении двигателя в синхронизм, имеют важное практическое значение, и их особенности необходимо в дальнейшем проанализировать.

Напряжение $U_{1\text{ max}}$ частота f_1 при питании от сети могут изменяться лишь в связи с колебаниями напряжения и частоты сети, обусловленными изменениями ее нагрузки. Эти колебания ограничены действующими нормами, поэтому невелики и здесь могут не учитываться.

Анализ переходных процессов, возникающих при изменениях напряжения возбуждения обмотки ротора U_B , представляет интерес в тех случаях, когда предусматривается автоматическое регулирование тока возбуждения для регулирования $\cos \phi$ двигателя.

Основными возмущениями при питании от сети следует считать возможные изменения нагрузки электропривода. При ударном характере нагрузки, в процессах приложения и снятия нагрузки и, как было отмечено, в процессах втягивания в синхронизм динамические свойства синхронного электропривода проявляются достаточно полно, и на их рассмотрении здесь необходимо сосредоточить основное внимание.

В §3.15 было отмечено, что электромагнитная связь возбужденного ротора с полем статора аналогична упругой механической связи. Влияние этой связи на динамику синхронного электропривода можно проанализировать при представлении механической части жестким приведенным звеном с помощью структурной схемы на рис.4.6, полученной при $c_{12} = \infty$ и линеаризации угловой характеристики двигателя. Эта схема при отсутствии у двигателя демпферной обмотки ($\beta = 0$) показана на рис.4.37. Из рисунка видно, что при жестких механических связях синхронный электропривод без демпферной обмотки неработоспособен. Действительно, два интегрирующих звена, охваченных жесткой отрицательной обратной связью, как известно из теории

автоматического управления, образуют недемпфированную колебательную систему с передаточной функцией

$$W_{\omega}(p) = \frac{1}{(1/\Omega_{эм}^2)p^2 + 1} \quad (4.107)$$

и частотой свободных колебаний $\Omega_{эм} = \sqrt{c_{эм}/J_{\Sigma}}$.

Демпферная обмотка создает асинхронный момент, который обеспечивает затухание колебаний в системе. В соответствии с рис.4.6 при этом

$$W_{\omega}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{(1/T_m \Omega_{эм}^2)p + 1}{(1/\Omega_{эм}^2)p^2 + (1/T_m \Omega_{эм}^2)p + 1}, \quad (4.108)$$

где $T_m = J_{\Sigma}/\beta$ - электромеханическая постоянная времени.

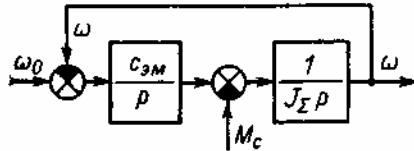


Рис. 4.37 Структурная схема синхронного электропривода без демпферной обмотки

Передаточная функция электропривода по возмущению M_c может быть также определена по структурной схеме рис.4.6 и представлена в виде

$$W_{\omega'}(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = - \frac{p}{\beta(T_m p^2 + p + T_m \Omega_{эм}^2)}. \quad (4.109)$$

В ряде случаев представляет интерес передаточная функция синхронного электропривода, в которой выходной переменной является угол $\theta = \phi_0 - \phi$, или, что то же, синхронная составляющая момента двигателя $M_{син} \approx c_{эм}\theta$. Эту передаточную функцию получаем из (4.109), учитывая, что при $\omega_0=0$, $\omega = -\Delta\omega$ и θ есть интеграл от $\Delta\omega$ по времени:

$$\theta = -\Delta\omega(p)/p$$

Следовательно, функция (4.109) может быть представлена в виде

$$W_{\theta'}(p) = - \frac{\theta(p)}{M_c(p)} = \frac{\Delta\omega(p)}{p M_c(p)} = \frac{1}{\beta(T_m p^2 + p + T_m \Omega_{эм}^2)}. \quad (4.110)$$

Соответствующая АФХ

$$W_{\theta'}(j\Omega) = \frac{T_m(\Omega_{эм}^2 - \Omega^2) - j\Omega}{\beta[T_m^2(\Omega_{эм}^2 - \Omega^2)^2 + \Omega^2]}. \quad (4.111)$$

Амплитудно-частотная характеристика

$$A_{\theta'}(\Omega) = \frac{1}{\beta \sqrt{T_m^2(\Omega_{эм}^2 - \Omega^2)^2 + \Omega^2}}. \quad (4.112)$$

Фазо-частотная характеристика

$$\psi_{\theta'}(\Omega) = -\arctg \frac{\Omega}{T_m(\Omega_{эм}^2 - \Omega^2)}. \quad (4.113)$$

Если известно, что момент нагрузки электропривода изменяется по закону $M_c = M_{c,max} \sin \Omega t$, с помощью (4.112) и (4.113) можно определить зависимость угла θ от времени в виде

$$\theta = \theta_{max} \sin(\Omega t + \psi_{\theta'}), \quad (4.114)$$

где

$$\theta_{max} = \Delta M_{c,max} A_{\theta'}(\Omega).$$

Рассматривая полученные зависимости, можно установить, что они соответствуют колебательному звену с коэффициентом затухания, определяемым электромеханической постоянной T_m . Следовательно, при данном J_{Σ} колебательность определяется модулем жесткости асинхронной механической характеристики β . Чем больше модуль жесткости, тем меньше при колебаниях нагрузки M_c амплитуда колебаний синхронной составляющей момента, тем меньше резонансное усиление колебаний при частоте, близкой частоте свободных колебаний $\Omega_{эм}$.

Если сравнить передаточную функцию (4.31) упругой электромеханической системы, соответствующую $J_2=\infty$, $\gamma=\infty$ и $T_3=0$, с передаточной функцией синхронного электропривода (4.110), можно убедиться, что их характеристические уравнения полностью совпадают. Это означает, что электропривод с синхронным двигателем эквивалентен асинхронному электроприводу с упругой механической связью при бесконечно большой массе механизма. Роль упругой механической связи при этом выполняют силы электромагнитного взаимодействия между полями ротора и статора.

Структурная схема рис.4.6 и соответствующие ей передаточные функции синхронного электропривода при принятых допущениях могут быть использованы для анализа переходных процессов при приложении и снятии нагрузки. Дифференциальное уравнение системы относительно скорости двигателя ω можно записать с помощью (4.108):

$$\frac{1}{\Omega_{эм}^2} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{1}{T_m \Omega_{эм}^2} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{1}{T_m \Omega_{эм}^2} \frac{d\omega_0}{dt} + \omega_0. \quad (4.115)$$

При питании от сети $\omega_0=\text{const}$, $d\omega_0/dt=0$ Уравнение, (4.115) при этом имеет вид

$$\frac{1}{\Omega_{эм}^2} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{1}{T_m \Omega_{эм}^2} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_0. \quad (4.116)$$

Корни характеристического уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_m} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_m^2} - \Omega_{эм}^2} \quad (4.117)$$

Если $\Omega_{эм} > 1/2T_m$, корни являются комплексно-сопряженными:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_m} \pm j \sqrt{\Omega_{эм}^2 - \frac{1}{4T_m^2}}.$$

Следовательно, решение (4.115) необходимо искать в виде

$$\omega = \omega_0 + e^{-\alpha t} (A \cos \Omega_p t + B \sin \Omega_p t) \quad (4.118)$$

Значения A и B могут быть определены с помощью начальных условий: при $t=0$ $(\omega)_0 = \omega_{нач}$, $(d\omega/dt)_0 = (M_{нач} - M_c)/J_\Sigma$, причем

$$M_{нач} = c_{эм} \theta_{нач} + \beta(\omega_0 - \omega_{нач}) = c_{эм} \theta_{нач} + \beta \omega_0 s_{нач}, \quad (4.119)$$

где $\theta_{нач}$ и $s_{нач}$ — значения угла и скольжения при $t=0$.

Подставив начальные условия в (4.118), получим уравнения для определения неопределенных коэффициентов

$$\omega_{нач} = \omega_0 + A;$$

$$(M_{нач} - M_c)/J_\Sigma = -\alpha A + \Omega_p B.$$

Откуда

$$A = -(\omega_0 - \omega_{нач}); \quad B = \frac{M_{нач} - M_c}{J_\Sigma \Omega_p} - \frac{\alpha}{\Omega_p} (\omega_0 - \omega_{нач}).$$

Подставив A и B в (4.118), получим решение уравнения (4.116) в виде

$$\omega = \omega_0 - (\omega_0 - \omega_{нач}) e^{-\alpha t} \left\{ \cos \Omega_p t - \left[\frac{M_{нач} - M_c}{J_\Sigma \Omega_p (\omega_0 - \omega_{нач})} - \frac{\alpha}{\Omega_p} \right] \sin \Omega_p t \right\}. \quad (4.120)$$

Для получения уравнения системы относительно момента двигателя M определим по структурной схеме рис.4.6 передаточную функцию:

$$W'_M(p) = \frac{M(p)}{M_c(p)} = \frac{(1/T_m \Omega_{эм}^2) p + 1}{(1/\Omega_{эм}^2) p^2 + (1/T_m \Omega_{эм}^2) p + 1}.$$

Откуда

$$\frac{1}{\Omega_{эм}^2} \frac{d^2 M}{dt^2} + \frac{1}{T_m \Omega_{эм}^2} \frac{dM}{dt} + M = \frac{1}{T_m \Omega_{эм}^2} \frac{dM_c}{dt} + M_c.$$

При изменениях момента скачком при $t>0$, $M_c=\text{const}$. Соответственно для рассматриваемых процессов уравнение имеет вид

$$\frac{1}{\Omega_{\Sigma}^2} \frac{d^2 M}{dt^2} + \frac{1}{T_M \Omega_{\Sigma}^2} \frac{dM}{dt} + M = M_c. \quad (4.121)$$

Решение (4.121) будем искать в виде

$$M = M_c + e^{-\alpha t} (C \cos \Omega_p t + D \sin \Omega_p t).$$

Значения C и D определяются по начальным условиям аналогично выполненному ранее расчету. С помощью уравнения механической характеристики найдем производную момента:

$$dM/dt = c_{\Sigma}(\omega_0 - \omega_{нач}) - \beta(d\omega/dt) \quad (4.122)$$

При $t=0$, $M_0=M_{нач}$, а производная момента $(dM/dt)_0$ вычисляется с помощью (4.122):

$$\begin{aligned} (dM/dt)_0 &= c_{\Sigma}(\omega_0 - \omega_{нач}) - \beta(M_{нач} - M_c)/J_{\Sigma} = \\ &= c_{\Sigma}(\omega_0 - \omega_{нач}) - (M_{нач} - M_c)/T_M. \end{aligned} \quad (4.123)$$

Определив с помощью начальных условий C и D получим решение $M(t)$ в виде

$$M = M_c + (M_{нач} - M_c)e^{-\alpha t} \left\{ \cos \Omega_p t + \left[\frac{c_{\Sigma}(\omega_0 - \omega_{нач})}{\Omega_p(M_{нач} - M_c)} - \frac{1}{\Omega_p T_M} + \frac{\alpha}{\Omega_p} \right] \sin \Omega_p t \right\} \quad (4.124)$$

Полученные решения (4.120) и (4.124) свидетельствуют о том, что при изменениях нагрузки скачком скорость синхронного электропривода совершает затухающие колебания относительно скорости поля, а его момент колеблется относительно момента M_c , постепенно затухая с коэффициентом затухания α . Максимум момента и динамическое падение скорости при этом возрастают при увеличении скачка нагрузки и при увеличении начального отклонения скорости ω от ω_0 . Эти же показатели при прочих равных условиях уменьшаются при увеличении коэффициента затухания α .

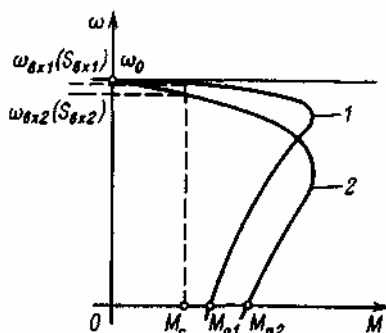


Рис. 4.38 Пусковые механические характеристики синхронного двигателя

Как следует из (4.117), коэффициент затухания возрастает при увеличении жесткости асинхронной механической характеристики β , т.е. при уменьшении T_M . При $T_M < 1/2\Omega_{\Sigma}$ демпфирование обеспечивает апериодический характер процессов. Однако практически эффект демпфирования ухудшается влиянием электромагнитной инерции на асинхронную составляющую момента $M_{ас}$, которая при выводе уравнений не была учтена ($T_3=0$).

Уравнение (4.124) получено при линеаризации угловой характеристики двигателя, поэтому оно даст удовлетворительные оценки показателей переходного процесса только при $M \leq M = \lambda M_{ном}$.

Наличие демпферной обмотки позволяет осуществлять пуск синхронного двигателя путем прямого включения его на напряжение сети. Пусковые характеристики показаны на рис.4.38. Характеристика 1 соответствует относительно небольшому сопротивлению демпферной обмотки, при этом критическое скольжение мало, что увеличивает жесткость рабочего участка механической характеристики и уменьшает пусковой момент M_p . Характеристика 2 соответствует повышенному сопротивлению этой обмотки, поэтому имеет сниженную жесткость рабочего участка, но больший пусковой момент M_p .

С точки зрения условий асинхронного пуска двигателя до подсинхронной скорости $\omega_{вх}$, которой соответствует скольжение $s_{вх}$, предпочтительна характеристика 2, особенно при значительной нагрузке на валу.

При достижении двигателем подсинхронной скорости $\omega_{вх}$ в цепь обмотки возбуждения подается постоянный ток, магнитный поток возрастает до номинального значения и наступает второй этап пуска - втягивание двигателя в синхронизм. Строгий анализ этого режима осложняется протекающими электромагнитными процессами. В первом приближении для оценки условий втягивания в синхронизм можно воспользоваться (4.120) и (4.124). Для удобства анализа этого процесса решение системы уравнений синхронного электропривода при допущениях, соответствующих (4.110), получают относительно угла θ , изменения которого при втягивании в

синхронизм заслуживают особого внимания. В отклонениях от точки статического равновесия это решение имеет следующий вид:

$$\Delta\theta = e^{-\alpha t} \sqrt{\Delta\theta_{нач}^2 + \frac{(\omega_0 s_{вх} + \alpha\Delta\theta_{нач})^2}{\Omega_p^2}} \times \sin(\Omega_p t + \Psi_{\Delta\theta}), \quad (4.125)$$

$$\Psi_{\Delta\theta} = \arctg \frac{\Delta\theta_{нач} \Omega_p}{\omega_0 s_{вх} + \alpha\Delta\theta_{нач}}.$$

При одной и той же нагрузке статическая характеристика 2 на рис.4.38 обеспечивает меньшую начальную скорость при втягивании в синхронизм. Соответственно при этом $s_{вх2} > s_{вх1}$ и амплитуда колебаний угла $\Delta\theta_{max}$ в (4.125) получается большей. Реальной угловой характеристике синхронного двигателя при больших $\Delta\theta$ соответствуют уменьшающиеся значения $s_{эм}$. Как следствие, с ростом $s_{вх}$ условия втягивания в синхронизм ухудшаются и при больших $s_{вх}$ синхронизация может оказаться невозможной.

Таким образом, более благоприятные условия втягивания в синхронизм обеспечиваются жесткой механической характеристикой 1. Практически пусковая обмотка рассчитывается так, чтобы обеспечивались удовлетворительные условия пуска при заданном максимальном значении нагрузки $M_{с max}$, а значения входного скольжения лежали в допустимых пределах: $s_{вх}=0,03 \div 0,05$.

4.12. Особенности многодвигательного электропривода

Увеличение числа двигателей в электроприводах различных производственных механизмов, особенно при большой мощности или при значительной механической инерции, является одной из важных тенденций в развитии современного машиностроения. Это обусловлено следующими

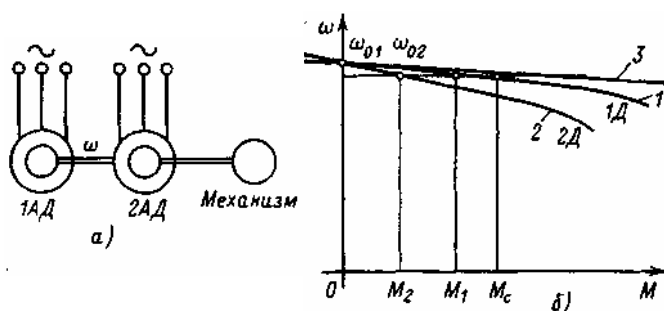


Рис. 4.39. Схема двухдвигательного электропривода (а) и его механические характеристики (б)

преимуществами многодвигательного электропривода: 1) увеличение числа двигателей облегчает унификацию электроприводов различных по мощности установок; 2) многодвигательный электропривод имеет меньший суммарный момент инерции двигателей, чем однодвигательный соответствующей мощности; 3) при большом моменте инерции механизма увеличение числа двигателей, подводящих через индивидуальные передаточные устройства механическую энергию к меха-

низму, позволяет уменьшить нагрузки на передачи и вследствие этого уменьшить их массу и габариты.

Вместе с тем многодвигательные электроприводы обладают и некоторыми недостатками. Увеличение числа валопроводов механизма приводит к разветвлению расчетных схем механической части электропривода. Из-за дробления масс привода и появления дополнительных упругих связей возрастает число степеней свободы электромеханической системы и соответственно усложняется ее динамика. Колебания упругосвязанных масс многодвигательного электропривода вызывают дополнительные динамические нагрузки колебательного характера, которые увеличивают износ передач, вызывают вибрации и тряску механизма, затрудняют достижение требуемой точности работы механизма. Анализ динамических процессов многодвигательного электропривода в связи со сложностью объекта обычно осуществляется с помощью ЭВМ.

Важной особенностью многодвигательного электропривода является возможность неравномерного распределения нагрузок между двигателями, работающими на общий вал, в статических режимах работы. Рассмотрим эту особенность на простейшем примере двухдвигательного электропривода, схема которого представлена на рис.4.39,а. Благодаря наличию механической связи между роторами двигателей в статических режимах работы угловые скорости двигателей одинаковы при любых различиях в механических характеристиках, а результирующий момент электропривода равен сумме моментов двигателей:

$$M = M_1 + M_2 = \beta_1(\omega_{01} - \omega) + \beta_2(\omega_{02} - \omega), \quad (4.126)$$

где $\beta_1, \omega_{01}, \beta_2, \omega_{02}$ - модули жесткости и скорости идеального холостого хода двигателей 1Д и 2Д. С помощью (4.126) определяется результирующая механическая характеристика двухдвигательного электропривода:

$$\omega = \frac{\beta_1 \omega_{01} + \beta_2 \omega_{02}}{\beta_1 + \beta_2} + \frac{M}{\beta_1 + \beta_2}. \quad (4.127)$$

Скорость двухдвигательного электропривода в статическом режиме работы определяется подстановкой в (4.127) значения $M=M_c$ при этом в общем случае моменты M_1 и M_2 , развиваемые двигателями, не равны:

$$M_1 = \beta_1(\omega_{01} - \omega) \neq M_2 = \beta_2(\omega_{02} - \omega).$$

Очевидным условием равенства статических нагрузок двигателей в данном случае является идентичность их механических характеристик, т. е. $\beta_1 = \beta_2$ и $\omega_{01} = \omega_{02}$. В представленном на рис.4.39,а асинхронном двухдвигательном электроприводе $\omega_{01} = \omega_{02}$, однако жесткости β_1 и β_2 могут быть различны в связи с практически неизбежным разбросом сопротивлений роторной обмотки даже у однотипных двигателей. При этом нагрузки распределяются пропорционально модулям жесткости β_1 и β_2 , как показано на рис.4.39,5, где кривая 1 есть зависимость $\omega = f(M)$ для двигателя 1Д, кривая 2 - то же для двигателя 2Д, а кривая 3 представляет собой результирующую механическую характеристику двухдвигательного электропривода.

Возникающая неодинаковость загрузки двигателей весьма неблагоприятна, так как вынуждает завышать мощность двигателей. При полной идентичности механических характеристик обоих двигателей каждый из них несет половину общей нагрузки, и при этих условиях номинальный момент агрегата равен:

$$M_{\Sigma \text{ном}} = M_{1 \text{ном}} + M_{2 \text{ном}} = 2M_{\text{ном}}.$$

Если жесткости механических характеристик неодинаковы, то при той же общей нагрузке агрегата большую часть нагрузки принимает на себя тот двигатель, у которого β больше, а второй соответственно недогружается. Следовательно, если при проектировании многодвигательного электропривода не принять меры к выравниванию нагрузок, двигатели с большей жесткостью могут иметь нагрузку, превышающую номинальную, что приведет к превышению допустимой температуры двигателей и к быстрому выходу их из строя.

В асинхронном электроприводе при двигателях с фазным ротором можно добиваться равенства жесткостей механических характеристик всех двигателей многодвигательного электропривода, вводя соответствующие добавочные резисторы в роторные цепи двигателей с более жесткими характеристиками. Рассматривая рис.4.39,б, можно заключить, что влияние неодинаковости сопротивлений силовой цепи тем выше, чем большую жесткость имеют характеристики двигателей в среднем. Поэтому при двигателях с короткозамкнутым ротором для многодвигательного электропривода предпочтительны асинхронные двигатели с повышенным скольжением.

Для двигателей постоянного тока с независимым возбуждением проблема распределения нагрузок в многодвигательном электроприводе при параллельном подключении их к источнику питания (рис.4.40,а) является еще более острой. Здесь возможны различия не только в жесткостях, но и в скоростях идеального холостого хода ω_{01} в связи с неодинаковостью магнитного потока:

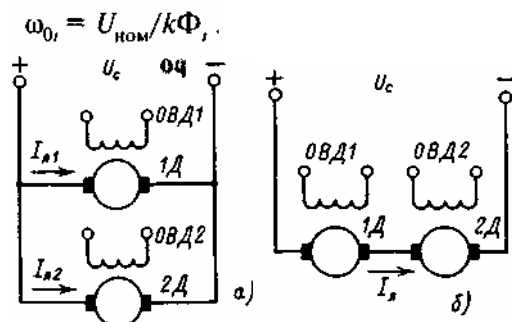


Рис 4 40 Схемы параллельного (а) и последовательного (б) включения якорей двигателей постоянного тока

Различия в потоках могут быть обусловлены как различием сопротивлений обмоток возбуждения, так и неодинаковостью характеристик магнитной цепи.

Высокую равномерность загрузки двигателей постоянного тока обеспечивает последовательное соединение их якорных обмоток по схеме, приведенной на рис.4.40,б. Токи якорей при этом одинаковы во всех режимах, и отклонения в развиваемых двигателями моментах определяются только возможными отклонениями потоков двигателей от номинального значения:

$$M_1 = k\Phi_1 I_{я} \text{ и } M_2 = k\Phi_2 I_{я}.$$

Возможный разброс значений потока невелик и может быть дополнительно снижен путем последовательного соединения также и обмоток возбуждения двигателей. Благоприятные условия работы многодвигательного электропривода постоянного тока в отношении распределения нагрузок определяют широкое использование на практике схемы с последовательным соединением обмоток якорей.

4.13 Контрольные вопросы к гл. 4

1. Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением работает с установившейся скоростью на естественной характеристике. Проанализируйте характер переходных процессов в аварийном режиме обрыва цепи возбуждения двигателя для трех условий: $M_c = M_{ном}$, $M_c = 0$; $M_c = -M_{сном}$.

2. Двигатель постоянного тока с последовательным возбуждением, приводящий в движение подъемную лебедку, работает на естественной характеристике при подъеме номинального груза. Проанализируйте, как перейти к спуску этого груза с той же скоростью. Оцените потери энергии при различных способах торможения.

3. Имеется осциллограмма $\omega_1 = f(t)$, полученная при пуске электропривода с двухмассовой механической частью при $M = M_1 = \text{const}$. Предложите методику определения параметров механической части, если значение M_1 известно.

4. Предложите методику приближенного определения J_s и T_M (для линейной части механической характеристики) по осциллограмме пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором $\omega = f(t)$, если известны $P_{ном}$ и λ .

5. Определите показатели колебательности электропривода постоянного тока с независимым возбуждением, если имеется осциллограмма $\omega = f(t)$, $i_a = f(t)$ процесса приложения скачка нагрузки от $M_c = 0$ до $M_{с.ном}$, а также известны $U_{ном}$ и $I_{я\Sigma}$.

6. Каковы физические причины демпфирующей способности электропривода? Почему демпфирование увеличивается при возрастании γ ?

7. У асинхронного двигателя с фазным ротором путем введения в цепь ротора двух различных сопротивлений получены две реостатные характеристики, имеющие одинаковый пусковой момент. Изобразите эти характеристики и постройте (качественно) зависимости $\omega(t)$ и $I_1(t)$, соответствующие пуску вхолостую при таких характеристиках.

Обоснуйте физически, почему при снятии скачком нагрузки двигателя постоянного тока с независимым возбуждением в начальный момент времени $dM/d\omega = 0$.

Основы выбора мощности электропривода

5.1. Общие сведения

В инженерной деятельности специалиста-электроприводчика задача правильного определения требуемой мощности электропривода и выбора двигателей, обладающих достаточной мощностью и перегрузочной способностью, имеет исключительно важное практическое значение. Ограничения, накладываемые на процессы электромеханического преобразования энергии по условиям нагрева, условиям коммутации тока на коллекторах машин постоянного тока, по максимальному моменту двигателей переменного тока (см. §2.7) при выборе двигателей должны учитываться тщательно, достоверно, с разумным запасом, обоснованным анализом вероятных изменений факторов, определяющих нагрев и перегрузочную способность двигателей, а также оценкой точности используемых методов расчета.

Ошибки в сторону занижения требуемой мощности электропривода снижают надежность его работы и при неблагоприятных условиях вызывают ускоренный износ изоляции и выход двигателей из строя. Однако ошибки в сторону запаса также влекут за собой издержки, связанные с нерациональным использованием дорогостоящего оборудования, ухудшением энергетических показателей недогруженных двигателей и увеличением динамических нагрузок механизмов. Поэтому от правильности выбора двигателей при проектировании существенно зависит производительность, надежность и экономичность приводимых в движение машин.

Необходимые сведения о перегрузочной способности различных двигателей, достаточные для правильного выбора двигателей по перегрузочной способности, уже изложены в гл. 2. Главное внимание в данной главе уделяется выбору двигателей по нагреву, который при работе электропривода определяется тепловыделением, обусловленным потерями энергии в элементах конструкции двигателей - обмотках, магнитопроводах, коллекторах и т. п. Приступая к изучению данной главы, полезно восстановить в памяти сведения о потерях энергии, процессах нагрева двигателей и их энергетических показателях, полученные ранее в курсе «Электрические машины». Изложенные выше сведения о режимах преобразования энергии, переходных процессах работы электроприводов, используются в данной главе для определения потерь энергии не только в установившихся, но и в переходных процессах, а также для изложения метода расчета нагрузочных диаграмм электропривода и обоснования используемых при проектировании электроприводов наиболее общих методов проверки двигателей по нагреву.

В сравнении с другими разделами курса данный раздел, главной целью которого является изучение методов расчета потерь энергии, нагрузочных диаграмм, процессов нагрева и охлаждения двигателей и методов проверки их выбора по нагреву, представляется более простым для освоения. Однако необходимо избежать его поверхностного изучения, ибо формальное неквалифицированное использование несложных расчетных соотношений при решении конкретных задач проектирования электроприводов приводит к грубым ошибкам. Необходимо хорошо усвоить допущения и ограничения, принятые при получении тех или иных формул и методов расчета, знать физику процессов, для которых они получены, и уметь грамотно обосновывать возможность или недопустимость их использования для различных двигателей, их режимов работы и т. для

Активному освоению изложенных в главе методов расчета должны способствовать снабженные пояснениями примеры расчета, представленные в главе, а также практические занятия по курсу и выполнение первой части курсового проекта.

5.2. Потери энергии в установившихся режимах работы электропривода

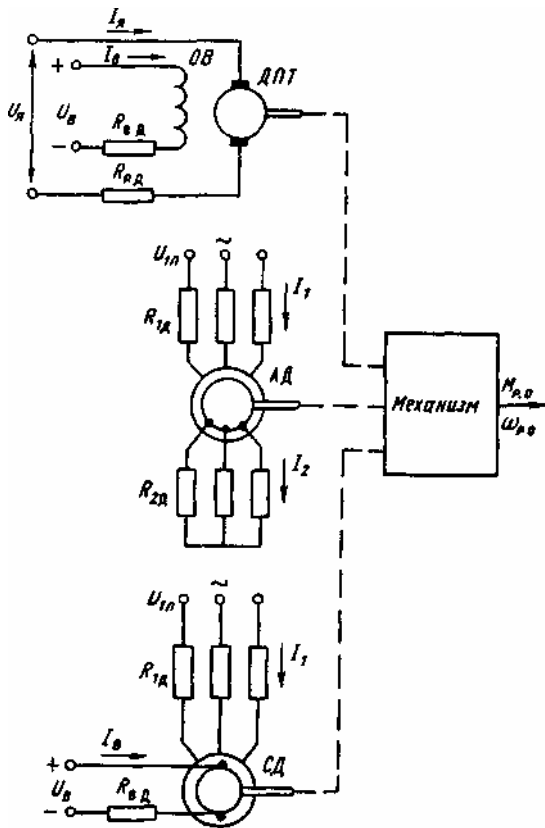
Энергию, необходимую для совершения рабочим органом механизма полезной работы, электропривод в общем случае потребляет из сети. Прохождение потока энергии от сети к рабочему органу механизма сопровождается потерями энергии во всех элементах электропривода. Протекание токов в силовой цепи и в цепи возбуждения двигателя вызывает потери электрической энергии в активных сопротивлениях; изменения магнитного потока являются причиной потерь в магнитной цепи двигателя, обусловленных вихревыми токами и гистерезисом. Силы трения, а также сопротивление движению, создаваемое самовентиляцией двигателя, вызывают механические потери двигателя, а силы трения в передачах - механические потери в кинемати-

ческой цепи. Необходимость расчета потерь энергии при проектировании и в эксплуатации обусловлена тем, что определение непроизводительных расходов энергии является важнейшей характеристикой экономичности работы механизма и их анализ - основа поиска путей энергосбережения. Другая, не менее важная для практики, задача достоверной оценки потерь энергии при работе двигателя связана с выбором двигателей по мощности при проектировании, определением их загрузки по нагреву в эксплуатации. Основное внимание в данной главе уделено этой второй задаче.

Для управления электроприводом в его силовые цепи и цепи возбуждения могут вводиться активные внешние сопротивления, либо другие элементы, например, реакторы, обладающие активным сопротивлением. Это учтено в представленной на рис.5.1 схеме, где показаны три варианта привода производственного механизма, для каждого из которых необходимо проанализировать потери энергии в установившихся режимах работы на основе соответствующих расчетных соотношений. Суммарную мощность потерь в рассматриваемом электроприводе с учетом выше сказанного можно в общем виде записать так:

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\text{дв}\Sigma} + \Delta P_{\text{мех}\Sigma} = \sum_{i=1}^{i=n} I_i^2 R_i + \Delta P_{\text{ст}} + \Delta P_{\text{мех дв}} + \sum_{j=1}^{j=k} \Delta P_{\text{мех } j},$$

где $\Delta P_{\text{дв}\Sigma}$ - мощность потерь энергии в двигателе и его электрических цепях; $\Delta P_{\text{мех}\Sigma}$ - мощность потерь в механизме; I_i , R_i - ток и сопротивление i -го элемента; $\Delta P_{\text{ст}}$ - потери в стали двигателя; $\Delta P_{\text{мех дв}}$ - механические потери двигателя; $\Delta P_{\text{мех } j}$ - мощность потерь в j -м механическом элементе.



Проанализируем потери в трех показанных на рис.5.1 видах двигателей. При этом напомним, что потери в электрических машинах принято делить на постоянные ΔP_c и переменные ΔP_v :

$$\Delta P_{\text{дв}\Sigma} = \Delta P_c + \Delta P_v. \quad (5.1)$$

Переменные потери двигателя обусловлены протеканием токов по сопротивлениям силовой цепи, следовательно, непосредственно связаны с нагрузкой двигателя. Остальные потери также могут изменяться при работе двигателя, однако, либо полностью не зависят от нагрузки, либо эта зависимость не является явно выраженной, поэтому их условно относят к постоянным потерям. Рассмотрим эти составляющие потерь для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Постоянные потери двигателя:

$$\Delta P_c = \Delta P_v + \Delta P_{\text{ст}} + \Delta P_{\text{мех дв}}.$$

Мощность потерь на возбуждение:

$$\Delta P_v = I_v^2 (R_v + R_{v.д}) = U_v I_v, \quad (5.2)$$

где U_v - напряжение, приложенное к цепи возбуждения; I_v - ток возбуждения.

Рис.5.1 Варианты привода производственного механизма

Мощность потерь на возбуждение максимальна при работе на естественной характеристике при $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$. В режимах работы с ослабленным полем она снижается при $U_v = U_{v, \text{ном}} = \text{const}$ пропорционально току I_v , причем мощность потерь в меди обмотки снижается пропорционально квадрату тока возбуждения.

Потери в стали электрической машины зависят от квадрата индукции и от частоты перемагничивания магнитопровода в степени 1,3. В установившихся режимах поток Φ постоянен, поэтому потери имеют место только во вращающемся якоре частота перемагничивания стали которого пропорциональна угловой скорости двигателя.

$$\Delta P_{\text{ст}} = \Delta P_{\text{ст ном}} \left(\frac{\Phi}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} \right)^{1,3} \quad (5.3)$$

При $\Phi = \Phi_{\text{ном}} = \text{const}$ потери в стали зависят только от скорости, в режимах ослабления поля изменяются в меньшей степени, так как увеличение скорости происходит за счет снижения потока двигателя. Очевидно, что изменения нагрузки двигателя влияют на потери в стали вследствие изменений скорости двигателя и влияния реакции якоря. Известно, что момент механических потерь двигателя $\Delta M_{\text{мех.дв}}$ содержит составляющие сухого трения в подшипниках и вентиляторного момента (рис.5.2,а). Если, как показано на рисунке, принять его постоянным и равным среднему значению, получим:

$$\Delta P_{\text{мех дв}} = \Delta P_{\text{мех дв ном}} \frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} \quad (5.4)$$

Переменные потери двигателя:

$$\Delta P_v = I_{\text{я}}^2 (R_{\text{я}\Sigma} + R_{\text{я д}}) \quad (5.5)$$

Суммируя (5.2)-(5.5), получаем полные потери в двигателе и его электрических цепях:

$$\Delta P_{\text{дв}\Sigma} = I_{\text{в}}^2 (R_{\text{в}} + R_{\text{в д}}) + \Delta P_{\text{ст ном}} \left(\frac{\Phi}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} \right)^{1,3} + \Delta P_{\text{мех дв ном}} \frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} + I_{\text{я}}^2 (R_{\text{я}\Sigma} + R_{\text{я д}}) \quad (5.6)$$

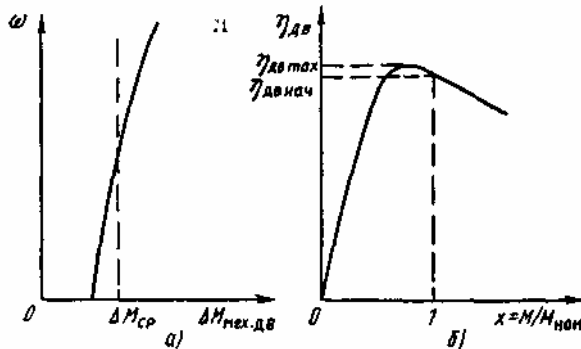


Рис 5.2 Характеристика момента потерь (а) и КПД двигателя (б)

При расчетах, имеющих целью проверку двигателя по нагреву, необходимо учитывать только греющие потери $\Delta P_{\text{дв.гр}}$, выделяющиеся непосредственно в двигателе. За вычетом потерь во внешних добавочных сопротивлениях получим

$$\Delta P_{\text{дв гр}} = I_{\text{в}}^2 R_{\text{в}} + \Delta P_{\text{ст ном}} \left(\frac{\Phi}{\Phi_{\text{ном}}} \right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} \right)^{1,3} + \Delta P_{\text{мех дв ном}} \frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} + \Delta P_{\text{в ном}} \left(\frac{I_{\text{я}}}{I_{\text{ном}}} \right)^2, \quad (5.7)$$

где $\Delta P_{\text{в ном}}$ - переменные потери двигателя при работе в номинальном режиме.

Соотношения (5.6) и (5.7) справедливы и для двигателя со смешанным возбуждением, если $I_{\text{в}}$ - ток обмотки независимого возбуждения. Для двигателя с последовательным возбуждением в этих формулах следует принимать $I_{\text{в}} = 0$, так как $R_{\text{я}\Sigma}$ включает в себя сопротивление последовательной обмотки возбуждения, и при расчетах иметь в виду, что поток двигателя в этом случае определяется током якоря $\Phi(I_{\text{я}})$. Для асинхронного двигателя частота перемагничивания стали статора есть частота приложенного к статору напряжения, а для ротора пропорциональна скольжению. Поэтому постоянные потери АД можно рассчитать по формуле:

$$\Delta P_{\text{с}} = 3 I_{10}^2 \left(\frac{\Phi_{\mu}}{\Phi_{\mu \text{ ном}}} \right)^2 (R_1 + R_{1\text{д}}) + \Delta P_{1\text{ст ном}} \left(\frac{\Phi_{\mu}}{\Phi_{\mu \text{ ном}}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1\text{ ном}}} \right)^{1,3} (1 + s^{1,3}) + \Delta P_{\text{мех дв ном}} \frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} \quad (5.8)$$

Здесь I_{10} - ток холостого хода двигателя. Первое слагаемое приближенно учитывает потери от протекания тока намагничивания по цепи статора, условно выделенные из общих потерь, пропорциональных квадрату тока статора. Потери $\Delta P_{1\text{ст.ном}}$ представляют собой потери в стали статора в номинальном режиме, причем исходя из примерного равенства объемов стали статора и ротора, при $s=1$ принято $\Delta P_{2\text{ст.ном}} = \Delta P_{1\text{ст.ном}}$. Переменные потери асинхронного двигателя:

$$\Delta P_v = 3I_1^2(R_1 + R_{1д}) + 3I_2^2(R_2' + R_{2д}') \approx 3I_2^2(R_2' + R_{2д}') \left(1 + \frac{R_1 + R_{1д}}{R_2' + R_{2д}'} \right) = M\omega_0 s \left(1 + \frac{R_1 + R_{1д}}{R_2' + R_{2д}'} \right). \quad (5.9)$$

Здесь приближенно принято $I_1 = I_2$, так как потери от тока холостого хода уже условно учтены в постоянных потерях. Полные потери асинхронного двигателя получим суммированием (5.8) и (5.9):

$$\Delta P_{дв\Sigma} = 3I_{10}^2 \left(\frac{\Phi_\mu}{\Phi_{\mu ном}} \right)^2 (R_1 + R_{1д}) + \Delta P_{1ст ном} \left(\frac{\Phi_\mu}{\Phi_{\mu ном}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1 ном}} \right)^{1.3} \times \\ \times (1 + s^{1.3}) + \Delta P_{мех дв ном} \frac{\omega}{\omega_{ном}} + M\omega_0 s \left(1 + \frac{R_1 + R_{1д}}{R_2' + R_{2д}'} \right). \quad (5.10)$$

Греющие потери асинхронного двигателя:

$$\Delta P_{дв.гр} \approx 3I_{10}^2 R_1 \left(\frac{\Phi_\mu}{\Phi_{\mu ном}} \right)^2 + \Delta P_{1ст.ном} \left(\frac{\Phi_\mu}{\Phi_{\mu ном}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1 ном}} \right)^{1.3} \times \\ \times (1 + s^{1.3}) + \Delta P_{мех дв ном} \frac{\omega}{\omega_{ном}} + M\omega_0 s \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right). \quad (5.11)$$

Для синхронного двигателя по аналогии с асинхронным двигателем, положив $S=0$, можно записать:

$$\Delta P_{дв\Sigma} = I_\Phi^2 (R_\Phi + R_{в.л}) + \Delta P_{1ст ном} \left(\frac{\Phi}{\Phi_{ном}} \right)^2 \left(\frac{f_1}{f_{1 ном}} \right)^{1.3} + \\ + \Delta P_{мех дв ном} \frac{\omega}{\omega_{ном}} + 3I_1^2 (R_1 + R_{1д}). \quad (5.12)$$

При проверке двигателя по нагреву греющие потери определяются (5.12) при $R_{в.л} = R_{1д} = 0$.

Приведенные соотношения дают возможность рассчитывать потери энергии в двигателе для проверки его условий работы по нагреву. Следует иметь в виду, что на практике расчеты потерь даже в представленном упрощенном виде могут вызвать затруднения в связи с отсутствием всех данных и характеристик. Ряд рекомендаций; позволяющих дополнительно упростить определение потерь для конкретных условий, дан в представленных ниже примерах расчета.

При необходимости определения энергетических показателей электропривода полные потери мощности в двигателе и его цепях позволяют рассчитать КПД двигателя:

$$\eta_{дв} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{M\omega}{M\omega + \Delta P_{дв\Sigma}}$$

Если принять, что электромагнитный момент пропорционален току силовой цепи, зависимость КПД от коэффициента загрузки двигателя $x = M/M_{ном}$ можно представить более наглядно ($\omega = \omega_{ном}$, добавочные сопротивления отсутствуют):

$$\eta_{дв} = \frac{P_{ном} x}{P_{ном} x + \Delta P_c + \Delta P_{v ном} x^2}. \quad (5.13)$$

Зависимость $\eta = f(x)$ нелинейна и имеет максимум при $x_{опт} = \sqrt{\Delta P_c / \Delta P_{v ном}}$. В этом можно убедиться, воспользовавшись известным способом определения экстремума функции. Максимальное значение КПД:

$$\eta_{дв макс} = \frac{P_{ном}}{P_{ном} + 2\sqrt{\Delta P_c \Delta P_{v ном}}}. \quad (5.14)$$

При $\Delta P_c = \Delta P_{v ном}$ максимум КПД соответствует номинальной нагрузке двигателя. Обычно постоянные потери относительно меньше, $x_{опт} < 1$, чем обеспечивается сохранение высокого КПД в широком диапазоне изменения загрузки двигателя (см. рис.5.2,б).

Полные потери энергии в электроприводе в соответствии с (5.1) включают в себя суммарные потери в передаточном устройстве и движущихся элементах механизма. Известно, что момент трения в передачах и механизме зависит от полезной нагрузки передач $M_{пол}$, как показано

на рис.5.3,а, где $\Delta M_{\text{мех}0}$ есть момент трения покоя. С учетом этой зависимости мощность потерь в механизме можно представить так:

$$\Delta P_{\text{мех}\Sigma} = \Delta P_{\text{мех}0} \frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}} + (\Delta P_{\text{мех ном}} - \Delta P_{\text{мех}0}) \frac{M_{\text{пол}}}{M_{\text{мех ном}}} \frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}}, \quad (5.15)$$

где $\Delta P_{\text{мех}0} = \Delta M_{\text{мех}0} \omega_{\text{ном}}$; $\Delta P_{\text{мех ном}} = \Delta M_{\text{мех ном}} \omega_{\text{ном}}$.

Таким образом, и в механической части потери можно разделить на постоянные и переменные, и определить КПД механизма так (при $\omega = \omega_{\text{ном}}$):

$$\eta_{\text{мех}} = \frac{P'_{\text{ном}} x}{P'_{\text{ном}} x + \Delta P_{\text{мех}0} + (\Delta P_{\text{мех ном}} - \Delta P_{\text{мех}0}) x}, \quad (5.15a)$$

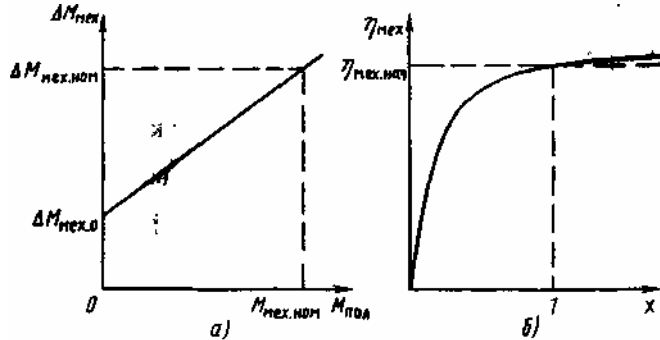


Рис 5.3 Характеристика момента потерь (а) и КПД (б) механической части электропривода

Эта зависимость так же нелинейна, однако пропорциональность переменных потерь коэффициенту загрузки определяет монотонное возрастание КПД при возрастании полезной нагрузки. И здесь относительное уменьшение постоянных потерь расширяет пределы изменения нагрузки, в которых КПД близок к номинальному (рис.5.3,б).

Экономичность работы электромеханической системы определяет КПД электропривода

$$\eta_{\text{эп}} = \eta_{\text{дв}} \eta_{\text{мех}}.$$

Рассмотренные зависимости $\eta_{\text{дв}}$ и $\eta_{\text{мех}}$ от загрузки электропривода позволяют убедиться в том, что значительный запас при выборе двигателя по мощности и недоиспользование его в эксплуатации ухудшает энергетические показатели привода и механизма.

5.3. Потери энергии в переходных процессах работы электропривода

Технологические процессы множества производственных механизмов имеют циклический характер, определяющий необходимость частых пусков, реверсов и торможений электропривода. В переходных процессах реализуются динамические нагрузки, увеличивающие момент двигателя до значений, ограниченных допустимой кратковременной перегрузкой двигателя, которые вызывают значительный рост мощности потерь и увеличение интегральных потерь энергии за время цикла работы. Существенные динамические нагрузки, действующие в течение значительной части общего времени цикла, во многих случаях вносят основную долю тепла, выделяющегося в двигателе, и оказывают на его нагрев определяющее влияние. Для количественного учета влияния переходных процессов электропривода на нагрев двигателя требуется расчет тепловыделения в двигателе за время переходных процессов. В общем случае для решения этой задачи необходимо рассчитать переходный процесс и получить зависимости $M(t)$, $i(t)$, $\Phi(t)$, $\omega(t)$, $f_1(t)$ и т. д. Расчет мощности потерь в двигателе и его цепях $\Delta P_{\text{дв}\Sigma}(t)$ или $\Delta P_{\text{дв.гр}}(t)$ при наличии этих зависимостей может быть с приемлемой точностью произведен по формулам, приведенным в §5.2. Далее определяется энергия потерь в двигателе и его цепях за время переходного процесса

$$\Delta A_{\Sigma \text{ п п}} = \int_0^{t_{\text{п п}}} \Delta P_{\text{дв}\Sigma}(t) dt,$$

или тепловыделение в двигателе

$$\Delta A_{\text{гр п п}} = \int_0^{t_{\text{п п}}} \Delta P_{\text{дв.гр}}(t) dt.$$

Для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением мощность потерь в якорной цепи, выделяющаяся в переходном процессе, определяется (3.36) (электромагнитной инерцией пренебрегаем):

$$\Delta P_{яц} = I_{я}^2 R_{я\Sigma} = U_{я} I_{я} - E I_{я} = c I_{я} (\omega_0 - \omega) = M \omega_0 s,$$

где $s = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$ - относительный перепад скорости.

Мощность потерь, выделяющихся в переходном процессе в роторной цепи асинхронного двигателя, может быть представлена той же формулой:

$$\Delta P_{2\Sigma} = 3 I_2'^2 R_{2\Sigma}' = M \omega_0 s,$$

где $s = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$ - скольжение двигателя.

Следовательно, энергия потерь, выделившаяся за время переходного процесса в якорной цепи двигателя постоянного тока или в роторной цепи асинхронного двигателя, может быть определена более удобными путем:

$$\Delta A_{яцпн} = \Delta A_{2\Sigmaпн} = \int_0^{t_{пн}} M \omega_0 s dt. \quad (5.16)$$

Из основного уравнения движения при $M_c = 0$ получим

$$M = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}.$$

Произведем замену переменной ω на s :

$$\omega = \omega_0 (1 - s); \quad \frac{d\omega}{dt} = -\omega_0 \frac{ds}{dt}$$

Следовательно,

$$M = -J_{\Sigma} \omega_0 \frac{ds}{dt}.$$

Подставив это выражение в (5.16), получим:

$$\Delta A_{элпн} = - \int_0^{t_{пн}} J_{\Sigma} \omega_0^2 s ds = \int_{s_{кон}}^{s_{нач}} J_{\Sigma} \omega_0^2 s ds, \quad \text{где } \Delta A_{элпн} = \Delta A_{яцпн} = \Delta A_{2\Sigmaпн}.$$

Отсюда энергия, выделяющаяся в соответствующей силовой цепи за время переходного процесса вхолостую

$$\Delta A_{элпн} = \frac{J_{\Sigma} \omega_0^2}{2} (s_{нач}^2 - s_{кон}^2). \quad (5.17)$$

Для процесса пуска вхолостую $s_{нач} = 1$, $s_{кон} = 0$. При этом

$$\Delta A_{элпн} = J_{\Sigma} \omega_0^2 / 2 = W_k.$$

Получен интересный физический вывод: потери энергии, выделяющиеся за время пуска вхолостую в силовой цепи двигателя, мощность потерь в которой пропорциональна относительному перепаду скорости (скольжению), численно равны кинетической энергии, которую за время пуска приобретают движущиеся массы привода.

Для торможения электропривода противовключением ($s_{нач} = 2$, $s_{кон} = 0$)

$$\Delta A_{элтп} = 3 \Delta A_{элпн} = 3 W_k.$$

Соответственно для процесса реверса ($s_{нач} = 2$, $s_{кон} = 0$):

$$\Delta A_{элрев} = \Delta A_{элпн} + \Delta A_{элтп} = 4 W_k$$

Для процесса динамического торможения ($s_{нач} = 1$, $s_{кон} = 0$):

$$\Delta A_{элдт} = \Delta A_{элпн} = W_k.$$

Для пояснения физических особенностей рассматриваемого явления обратимся к конкретному наиболее важному в практическом отношении примеру пуска вхолостую асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. На рис.5.4,а представлена механическая характеристика двигателя с двойной беличьей клеткой. Эта характеристика обеспечивает практическое постоянство пускового момента двигателя и без существенной погрешности может быть аппроксимирована двумя прямыми, как показано на рисунке штриховыми линиями. Процесс пуска

вхолостую при этом будет равномерно ускоренным с ускорением $\epsilon_{n1} = M_1/J_\Sigma = \text{const.}$

Время пуска составит

$$t_{n1} = \frac{\omega_0}{\epsilon_{n1}} = J_\Sigma \frac{\omega_0}{M_1}.$$

Мощность потерь в роторной цепи при пуске

$$\Delta A_{2n} = \int_0^{t_{n1}} (P_{12(1)} - P_{2(1)}) dt = \int_0^{t_{n1}} (M_1 \omega_0 - M_1 \omega) dt. \quad (5.18)$$

На рис.5.4,б представлены зависимости $P_{12(1)}=M_1\omega_0$, $P_{2(1)}=M_1\omega$ в функции времени t . Мощность скольжения $\Delta P_{2(1)}=M_1(\omega_0-\omega)$ показана вертикальной штриховкой. Очевидно, интеграл по времени от мощности скольжения в соответствии с (5.18) пропорционален этой заштрихованной площади. Электромагнитная энергия, переданная ротору (напомним, что потери в стали и механические потери отнесены выше к постоянным потерям и здесь не учитываются) за время пуска

$$\Delta A_{12n(1)} = \int_0^{t_{n1}} M_1 \omega_0 dt = M_1 \omega_0 t_{n1} = J_\Sigma \omega_0^2$$

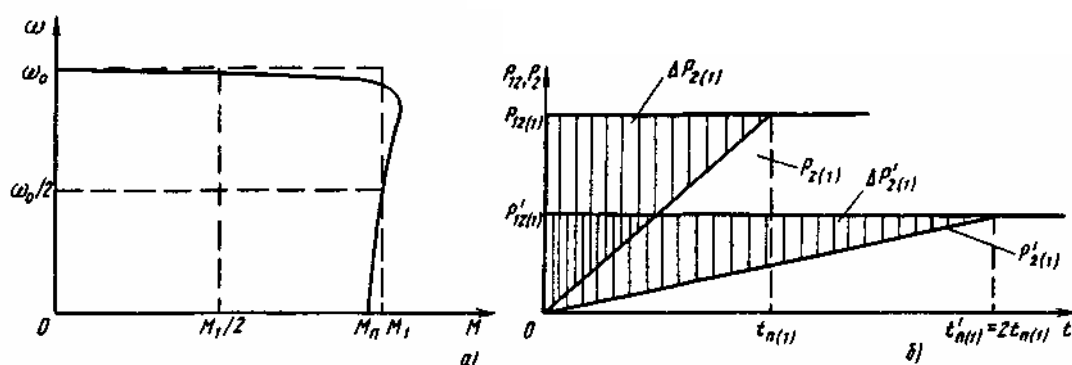


Рис.5.4 Механическая характеристика (а) и графики для процесса пуска (б, в) асинхронного двигателя

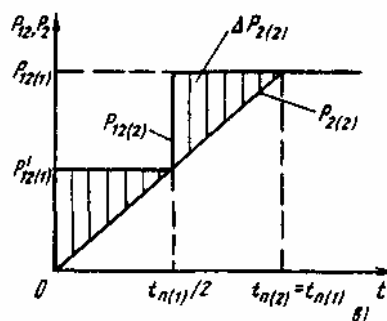


Рис.5.4 (продолжение)

на рис.5.4,б пропорциональна площади прямоугольника $P_{12(1)}t_{n(1)}$. Наглядно видно, что половина потребленной за время пуска энергии затрачена на увеличение запаса кинетической энергии в движущихся массах привода $J_\Sigma \omega_0^2/2$, а вторая половина выделилась в виде потерь скольжения на сопротивлениях роторной цепи $R'_{2\Sigma}$.

Момент двигателя, характер его изменения в переходном процессе в соответствии с (5.17) не влияют на потери энергии $\Delta A_{эл.п.п}$. В инвариантности потерь относительно момента двигателя можно убедиться, предположив, что пуск происходит при сниженном вдвое пусковом моменте (см. рис.5.4,а). При этом вдвое снижается электромагнитная мощность $P'_{12(1)}=0,5M_1\omega_0$, ускорение $\epsilon'_{n(1)}=0,5M_1/J_\Sigma$ и вдвое увеличивается время пуска $t'_{n(1)}=2t_{n(1)}$. Зависимости $P'_{12(1)}$ и $P'_{2(1)}$, показанные на рис.5.4,б, свидетельствуют о том, что потребление энергии и потери при этом не изменяются.

Рассматривая рисунок, убеждаемся в том, что потери энергии можно снизить только путем уменьшения мощности скольжения ΔP_2 при неизменном времени пуска ($M=M_1$). Допустим, что путем переключения обмоток фаз статора в асинхронном двигателе при пуске можно вдвое увеличить число пар полюсов, т.е. уменьшить вдвое скорость поля до $0,5\omega_0$. При этом электромаг-

нитная мощность $P_{12}=P_{12(2)}=M_1(0,5\omega_0)$ и за время пуска до скорости $0,5\omega_n$ потери энергии составят

$$\Delta A'_{2n(2)} = \frac{J_{\Sigma}(0,5\omega_0)^2}{2} = 0,25W'_{\kappa(1)}$$

На втором участке пуска переключением обмотки синхронная скорость увеличивается до ω_0 . На этом участке $s_{нач}=0,5$ и $s_{кон}=0$, поэтому в соответствии с (5.17)

$$\Delta A''_{2n(t)} = \frac{J_{\Sigma}\omega_0^2}{2} = (0,5^2 - 0) = 0,25W'_{\kappa(1)}$$

Суммарные потери за время ступенчатого пуска

$$\Delta A_{2n(2)} = \Delta A'_{2n(2)} + \Delta A''_{2n(2)} = 0,5W'_{\kappa(1)}$$

вдвое меньше, чем при прямом пуске. Эти потери на рис.5.4, в пропорциональны площади двух заштрихованных треугольников. Очевидно, существенное снижение потерь энергии достигнуто за счет соответствующего снижения мощности потерь скольжения

$$\Delta P_{2max(2)} = 0,5\Delta P_{2max(1)} \text{ при } t_{n(2)} = t_{n(1)}.$$

Использование ступенчатого пуска четырехскоростных асинхронных короткозамкнутых двигателей, как можно убедиться аналогичным расчетом, снижает потери энергии при пуске вхолостую в 4 раза. Еще более эффективным путем является непрерывное управление скоростью идеального холостого хода электропривода. Остановимся на этой возможности несколько подробнее.

Если пренебречь электромагнитной инерцией, момент двигателя постоянного тока или асинхронного двигателя в пределах линейной части механической характеристики можно формировать в переходном процессе, управляя соответственно напряжением на якоре или частотой тока статора:

$$M = \beta(\omega_0 - \omega).$$

В частности, можно осуществить пуск при $M=M_1=\text{const}$, если при $M_c=0$ сформировать следующий закон изменения ω_0 :

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 &= \omega_{0нач} + \epsilon_0 t = \frac{M_1}{\beta} + \frac{M_1}{J_{\Sigma}} t \quad \text{при } t \leq t_{п1}; \\ \omega_0 &= \omega_{0ном} = \text{const} \quad \text{при } t > t_{п1}, \end{aligned} \right\} \quad (5.19)$$

где

$$t_{п1} = \omega_{0ном}/\epsilon_0 = J_{\Sigma}\omega_{0ном}/M_1$$

Графики $P_{12}(t)$, $P_2(t)$, $M(t)$, соответствующие (5.19), представлен на рис.5.5,а. Потери энергии за время пуска пропорциональны заштрихованной площади. При моменте M_1 , выбранном либо по допустимому ускорению $\epsilon_{доп}$, либо по перегрузочной способности двигателя, это управление обеспечивает минимальные потери в цепи якоря или ротора за время пуска:

$$\Delta A_{я и п} = \Delta A_{2п} = M_1\omega_{0нач}t_{п1} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{0ном}^2}{2} \left(\frac{2\omega_{0нач}}{\omega_{0ном}} \right). \quad (5.20)$$

Нетрудно видеть, что потери в сравнении с потерями при прямом пуске снижаются в отношении $2\omega_{0нач}/\omega_{0ном}$, которое в зависимости от мощности и типа двигателей лежит в пределах $0,1 \div 0,2$. На практике используют более простой способ управления - переходные процессы электропривода при линейном нарастании ω_0 , рассмотренные в §4.9. Такой процесс пуска вхолостую представлен на рис.5.5,б. Здесь показаны зависимости $\omega_0(t)$; $\omega(t)$; $M(t)$. При работе в пределах линейной части механической характеристики мощность потерь в цепи якоря или ротора двигателя определяется соотношением

$$\Delta P_{2п} = M\omega_0 - M\omega = M^2/\beta.$$

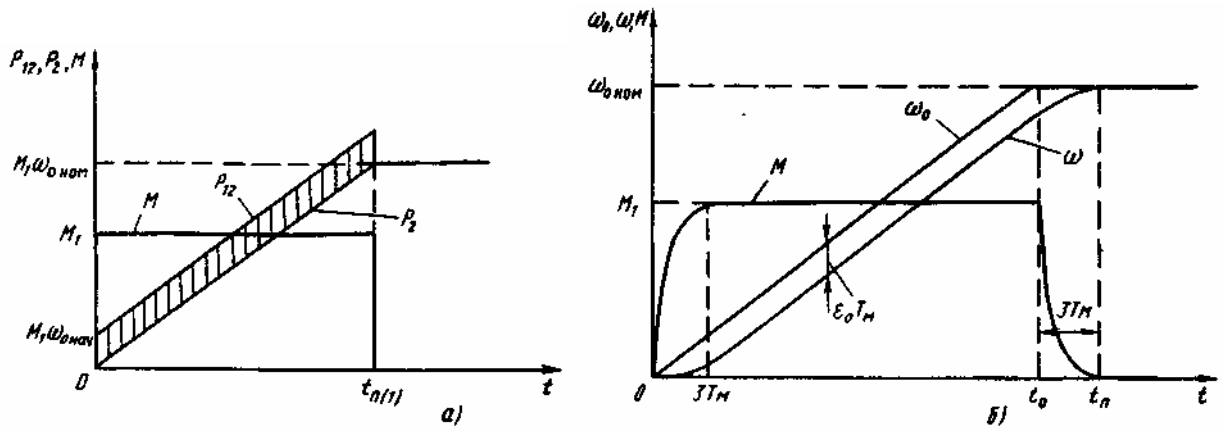


Рис.5.5 Переходные процессы при частотном пуске асинхронного двигателя

С помощью формулы $M(t)$ для рассматриваемого переходного процесса (4.75) при $M=0$ определим потери энергии

$$\Delta A_{2\pi} = \int_0^{t_0} \frac{M^2(t)}{\beta} dt + \int_{t_0}^{t_n} \frac{M^2(t)}{\beta} dt = \int_0^{t_0} \frac{J_{\Sigma}^2 \varepsilon_0^2}{\beta} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_m}} \right)^2 dt +$$

$$+ \int_0^{(3-4)T_m} \frac{J_{\Sigma}^2 \varepsilon_0^2}{\beta} e^{-\frac{2t}{T_m}} dt = \frac{J_{\Sigma}^2 \varepsilon_0^2}{\beta} (t_0 - T_m) = \frac{J_{\Sigma} \omega_{0 \text{ ном}}^2}{2} \frac{2T_m}{t_0} \left(1 - \frac{T_m}{t_0} \right) \quad (5.21)$$

При получении (5.21) учтено, что $t_0 \gg 4T_m$, а за время $4T_m$ функция e^{-t/T_m} уменьшается практически до нуля. Так как обычно $t_0 \gg T_m$, такой способ пуска также характерен минимальными потерями энергии. Для сравнения (5.21) с (5.20) обозначим в (5.21):

$$t_0 = t_{n(1)}, \quad J_{\Sigma} \varepsilon_0 = M_1, \quad M_1/\beta = \omega_{0 \text{ нач}}$$

Получим

$$\Delta A_{2\pi} = M_1 \omega_{0 \text{ нач}} (t_{n(1)} - T_m)$$

Таким образом, (5.21) при $t_0 \gg T_m$ определяет практически те же потери, что и (5.20) при увеличении времени пуска на время $(3-4) \cdot T_m$.

Решение задачи определения потерь энергии в цепях якоря или ротора двигателя в переходных процессах при $M_c \neq 0$ приводит к громоздким, неудобным для практического использования расчетным соотношениям. Для оценки влияния статической нагрузки можно принять, что в сравнении с режимом переходного процесса при $M_c = 0$ переходный процесс под нагрузкой отличается длительностью. При $M = M_1 = \text{const}$ время пуска и торможения вхолостую

$$t_{n0} = t_{\tau 0} = \frac{J_{\Sigma} \omega_0}{M_1}$$

Время пуска под нагрузкой ($\omega_c = \omega_0$)

$$t_n = \frac{J_{\Sigma} \omega_0}{M_1 - M_c},$$

торможения под нагрузкой

$$t_{\tau} = \frac{J_{\Sigma} \omega_0}{| -M_1 - M_c |},$$

поэтому потери энергии при пуске и торможении при $M_c \neq 0$ можно оценить так

$$\Delta A_n = \Delta A_{n0} \frac{t_n}{t_{n0}}, \quad \Delta A_{\tau} = \Delta A_{\tau 0} \frac{t_{\tau}}{t_{\tau 0}}$$

Полные потери энергии за время переходного процесса двигателя постоянного тока с независимым возбуждением включают в себя кроме переменных постоянные и механические потери

$$\Delta A_{\text{п.п.}\Sigma} = \frac{J_{\Sigma} \omega_0^2}{2} (s_{\text{нач}}^2 - s_{\text{кон}}^2) \frac{t_{\text{п.п.}}}{t_{\text{п.п.}0}} + (\Delta P_c + \Delta P_{\text{мех}}) t_{\text{п.п.}} \quad (5.22)$$

Если за время переходного процесса мощность постоянных потерь в двигателе ΔP_c и потерь в механизме $\Delta P_{\text{мех}}$ изменяется существенно, в формулу (5.22) следует подставлять средние значения этих величин.

При определении полных потерь энергии за время переходного процесса асинхронного двигателя необходимо учитывать, что к переменным потерям здесь относятся и потери в статорной цепи двигателя. С учетом (5.9) можно записать

$$\Delta A_{п.п.с} = \frac{J_{\Sigma} \omega_0^2}{2} (s_{нач}^2 - s_{кон}^2) \left(1 + \frac{R_{1\Sigma}}{R_{2\Sigma}'} \right) \frac{t_{п.п.}}{t_{п.п0}} + (\Delta P_c + \Delta P_{мех}) t_{п.п.} \quad (5.23)$$

При реостатном пуске двигателя постоянного тока или асинхронного двигателя с фазным ротором потери энергии, выделяющиеся в двигателе, существенно меньше полных потерь $\Delta A_{п.п.с}$. Для двигателя постоянного тока

$$\Delta A_{п.гр} = \frac{J_{\Sigma} \omega_0^2}{2} \frac{t_{п.п.}}{t_{п.п0}} \frac{R_{я\Sigma}}{R_{я\Sigma} + R_{я.л.}} + \Delta P_c t_{п.п.}$$

Здесь $R_{я.л.}$ - среднее за время пуска внешнее добавочное сопротивление. Для асинхронного двигателя с фазным ротором:

$$\Delta A_{п.гр} = \frac{J_{\Sigma} \omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_{2\Sigma}'} \right) \frac{t_{п.п.}}{t_{п.п0}} \frac{R_2'}{R_{2\Sigma}'} + \Delta P_c t_{п.п.} \quad (5.24)$$

Таким образом, потери энергии за время переходного процесса, выделяющиеся непосредственно в двигателе, при реостатном управлении составляют лишь долю полных потерь $\Delta A_{п.п.с}$, основная часть которых выносится из двигателя во внешние добавочные сопротивления. Для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором или для асинхронного пуска синхронного двигателя потери, определяемые (5.23) за вычетом только потерь в механизме $\Delta P_{мех} t_{п.п.}$, являются греющими:

$$\Delta A_{п.п.гр} = \frac{J_{\Sigma} \omega_0^2}{2} (s_{нач}^2 - s_{кон}^2) \left(1 + \frac{R_1}{R_{2\Sigma}'} \right) \frac{t_{п.п.}}{t_{п.п0}} + \Delta P_c t_{п.п.} \quad (5.25)$$

Введение добавочных сопротивлений в цепь статора при этом увеличивает полные потери, не снижая греющих.

Полученные расчетные соотношения и выполненный анализ потерь энергии в переходных процессах являются основой для выбора асинхронных короткозамкнутых двигателей и инженерной оценки энергопотребления.

5.4. Нагревание и охлаждение двигателей

Потери энергии реализуются в виде тепла и вызывают нагревание тех частей двигателя, в которых выделяются, т. е. обмоток, коллектора, магнитопровода. Возрастание температуры этих частей благодаря теплопроводности вызывает передачу тепла остальным частям двигателя - идет процесс нагревания сложного неоднородного тела двигателя.

При превышении температурой двигателя температуры окружающей среды начинается процесс теплоотдачи в окружающую среду, интенсивность которого увеличивается пропорционально разности температур. Процесс нагревания заканчивается при температуре двигателя, когда все тепло, выделяющееся в двигателе, отдается в окружающую среду.

Отключение двигателя от сети прекращает тепловыделение в двигателе и наступает процесс постепенного отвода запасенного тепла в окружающую среду - идет процесс охлаждения двигателя, который прекращается после снижения температуры всех его частей до температуры окружающей среды.

Анализ процессов нагревания и охлаждения существенно осложняется неоднородностью двигателя, концентрацией тепловыделения в его отдельных частях, и тепловой инерцией процессов нагревания, охлаждения и внутренней теплопередачи. Поэтому в инженерной практике используют упрощенную тепловую модель двигателя как нагреваемого тела, которая основана на ряде допущений. Наиболее существенными из них являются рассмотрение двигателя как однородной массы с бесконечно большой внутренней теплопроводностью; предположение пропорциональности теплоотдачи разности температур двигателя и окружающей среды; неучет изменений тепловыделения вследствие изменений сопротивления обмоток в процессах нагревания и охлаждения. С учетом сказанного уравнение теплового баланса двигателя можно записать так:

$$\Delta P_{ав.гр} dt = A \tau dt + C dt, \quad (5.26)$$

где A - коэффициент теплоотдачи, Вт/°C; C - теплоемкость двигателя, Дж/°C, $\tau = t_s - t_0$ - превышение температуры двигателя над температурой окружающей среды, °C.

Здесь левая часть равенства - количество энергии, выделяющееся в двигателе за время dt ; первый член правой части - количество тепла, отдаваемое за то же время в окружающую среду второй член правой части - часть тепла, за то же время поглощенная массой двигателя и увеличившая температуру двигателя на dt . Разделив (5.26) на $A dt$, получим дифференциальное уравнение нагревания двигателя:

$$T_n \frac{d\tau}{dt} + \tau = \tau_{уст}, \quad (5.27)$$

где $T_n = C/A$ - постоянная нагревания, с.

В установившемся режиме все тепло, выделяющееся в двигателе, отдается в окружающую среду

$$\Delta P_{дв гр} = A \tau_{уст}.$$

Отсюда

$$\tau_{уст} = \Delta P_{дв гр} / A. \quad (5.28)$$

Корень характеристического уравнения $p_1 = -1/T_n$, решение (5.27) записывается в виде:

$$\tau = \tau_{уст} + B e^{-t/T_n}.$$

Так как при $t=0$, $\tau = \tau_{нач}$, $B = \tau_{нач} - \tau_{уст}$:

$$\tau = \tau_{уст} + (\tau_{нач} - \tau_{уст}) e^{-t/T_n}. \quad (5.29)$$

Зависимость $\tau = f(t)$ представлена на рис.5.6,а. Там же показана кривая $t^0 = f(\tau)$, отличающаяся от $\tau = f(t)$ на значение постоянной температуры окружающей среды: $t^0 = \tau + t_{oc}^0$. Общее время переходного процесса нагревания двигателя составляет $(3-4)T_n$. Значения T_n изменяются в широких пределах: для двигателей небольшой мощности T_n составляет десятки минут, для мощных двигателей возрастает до нескольких часов.

При отключении двигателя от сети в процессе охлаждения двигателя его превышение температуры изменяется по закону:

$$\tau = \tau_{уст} e^{-t/T_{охл}}. \quad (5.30)$$

Длительность процессов охлаждения составляет $(3-4)T_{охл}$, причем существенно зависит от условий охлаждения двигателя. Если двигатель имеет самовентиляцию, т. е. охлаждается вентилятором, установленным на его валу, то при отключении скорости двигателя и вентилятора становятся равными нулю, движение охлаждающего воздуха снижается до уровня, определяемого естественной вентиляцией. При этом $A_{охл} < A_n$, $T_{охл} > T_n$, время охлаждения существенно возрастает. Процессы нагревания и охлаждения такого двигателя представлены на рис.5.6,б. Для двигателей с независимой вентиляцией, осуществляемой дополнительным двигателем, постоянно вращающим вентилятор, $A_{охл} = A_n$, $T_{охл} = T_n$. При этом продолжительность процессов нагревания и охлаждения двигателя одинакова.

Рассмотренные процессы соответствуют $\Delta P_{М.гр} = \text{const}$, т. е. продолжительной работе двигателя с постоянной нагрузкой на валу и с постоянной скоростью. Это частный случай, характерный для значительной группы электроприводов конкретных производственных механизмов. Для шипокого класса электроприводов характерна работа с переменной нагрузкой на валу, с частыми пусками и торможениями двигателя. Для таких механизмов тепловые процессы в двигателе протекают при изменяющемся во времени тепловыделении. Для расчета процессов нагревания и охлаждения при этих условиях необходимо определение закона изменения во времени потерь энергии, выделяющихся в двигателе, следовательно, решение уравнения (5.27) должно производиться при переменной правой части $\Delta P_{дв.гр} = f(t)$. Определение этой зависимости производится на основе так называемых нагрузочных диаграмм электропривода.

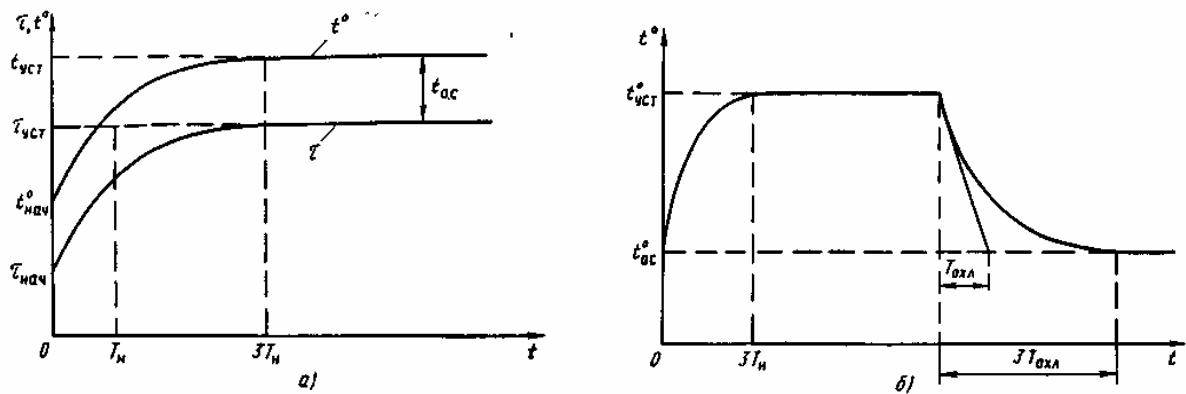


Рис.5.6 Тепловые переходные процессы

5.5. Нагрузочные диаграммы электропривода

Выше было установлено, что нагрузка двигателя является основным фактором, определяющим потери энергии, выделяющиеся в двигателе при работе. В соответствии с основным уравнением движения она зависит от статической нагрузки и динамических моментов, обусловленных изменениями скорости электропривода:

$$M = M_c(t) + J_\Sigma \frac{d\omega(t)}{dt}. \quad (5.31)$$

Нагрузочными диаграммами электропривода называются зависимости, определяющие его статические и полные нагрузки как функции времени в процессе работы. Соответственно различают два вида нагрузочных диаграмм. Нагрузочной диаграммой исполнительного механизма называется зависимость момента статической нагрузки от времени $M_c=f(t)$, дополненная заданной тахограммой установившихся рабочих скоростей $\omega_3(t)$. Нагрузочная диаграмма двигателя - зависимость момента двигателя от времени $M=f(t)$, соответствующая известной зависимости текущей скорости электропривода от времени $\omega(t)$.

Расчет нагрузочной диаграммы двигателя может быть произведен с помощью (5.31), если известны нагрузочная диаграмма исполнительного механизма, суммарный момент инерции электропривода J_Σ и зависимость $\omega=f(t)$. На первых этапах проектирования до выбора двигателя J_Σ и $\omega=f(t)$ не определены, поэтому основой предварительного выбора двигателей и расчета нагрузочных диаграмм двигателей являются нагрузочные диаграммы исполнительного механизма, рассчитываемые по техническому заданию на проектирование. Нагрузочные диаграммы двигателя - зависимости $M(t)$ в сочетании с зависимостями $\omega(t)$, поз-, воляют рассчитать токи, суммарное тепловыделение в двигателе $\Delta P_{дв.гр.}(t)$ и осуществить проверку правильности предварительного выбора двигателя.

Все многообразие производственных механизмов с точки зрения режимов работы электропривода можно разделить на две большие группы: механизмы непрерывного и механизмы циклического действия. Для электроприводов механизмов, относящихся к этим группам характерны вполне определённые зависимости $M_c(t)$, $\omega_3(t)$ и, в конечном счете, определенные типовые нагрузочные диаграммы двигателей $M(t)$. Заметим, что на вид зависимостей $\omega(t)$ принципиальное влияние оказывает требование изменения направления движения механизма, в соответствии с которым различают нереверсивные и реверсивные электроприводы. Эта классификация при выборе двигателей по нагреву принципиального значения не имеет, однако, оказывает решающее влияние на проектирование системы управления электроприводом и поэтому ее следует иметь в виду.

Начнем рассмотрение с нагрузочных диаграмм механизмов непрерывного действия. Примером механизма непрерывного действия, пуск которого осуществляется в начале смены, а отключение - в конце смены или после нескольких смен непрерывной работы, является вентилятор. Так как регулирование скорости не предусматривается, а нагрузка постоянна, нагрузочная диаграмма двигателя не отличается от нагрузочной диаграммы вентилятора: $M=M_c=const$; $\omega=\omega_c=const$ (рис.5.7,а). Аналогичный режим работы, например, для эскалатора метрополитена будет отличаться изменениями во времени статической нагрузки $M_c(t)$, обусловленной измене-

ниями потока пассажиров. В соответствии с механической характеристикой двигателя

$$M = \beta(\omega_0 - \omega)$$

изменения $M_c(t)$ будут вызывать изменения скорости и в переходных процессах динамические нагрузки будут оказывать влияние на нагрузочную диаграмму двигателя, степень которого зависит от нагрузочной диаграммы исполнительного механизма $M_c(t)$ и от параметров электропривода.

Для анализа степени влияния динамических нагрузок механизмов непрерывного действия на нагрузочные диаграммы двигателей рассмотрим нагрузочную диаграмму механизма, представленную на рис.5.7,б. Цикл работы механизма состоит из четырех участков работы t_1 - t_4 с постоянным моментом нагрузки соответственно M_{c1} - M_{c4} , нагрузочная диаграмма исполнительного механизма $M_c(t)$ показана на рисунке тонкой сплошной линией, а заданная скорость $\omega_3 = \omega_{cp}$ - штриховой линией $\omega_{cp} = \text{const}$.

Естественная механическая характеристика двигателя приведена на рис.5.7,в, там же показаны нагрузки M_{c1} - M_{c4} . Вследствие ограниченной жесткости механической характеристики изменения нагрузки приводят к изменениям установившейся скорости электропривода. Переходный процесс при изменении нагрузки скачком в соответствии с (4.54) и (4.55) для i -го участка нагрузочной диаграммы можно при $T_3 \approx 0$ представить уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \omega_i &= \omega_{ci} + (\omega_{нач,i} - \omega_{ci})e^{-t/T_M}; \\ M_i &= M_{ci} + (M_{нач,i} - M_{ci})e^{-t/T_M}, \end{aligned} \right\} \quad (5.32)$$

причем отсчет времени для i -го участка ведется от $t=0$.

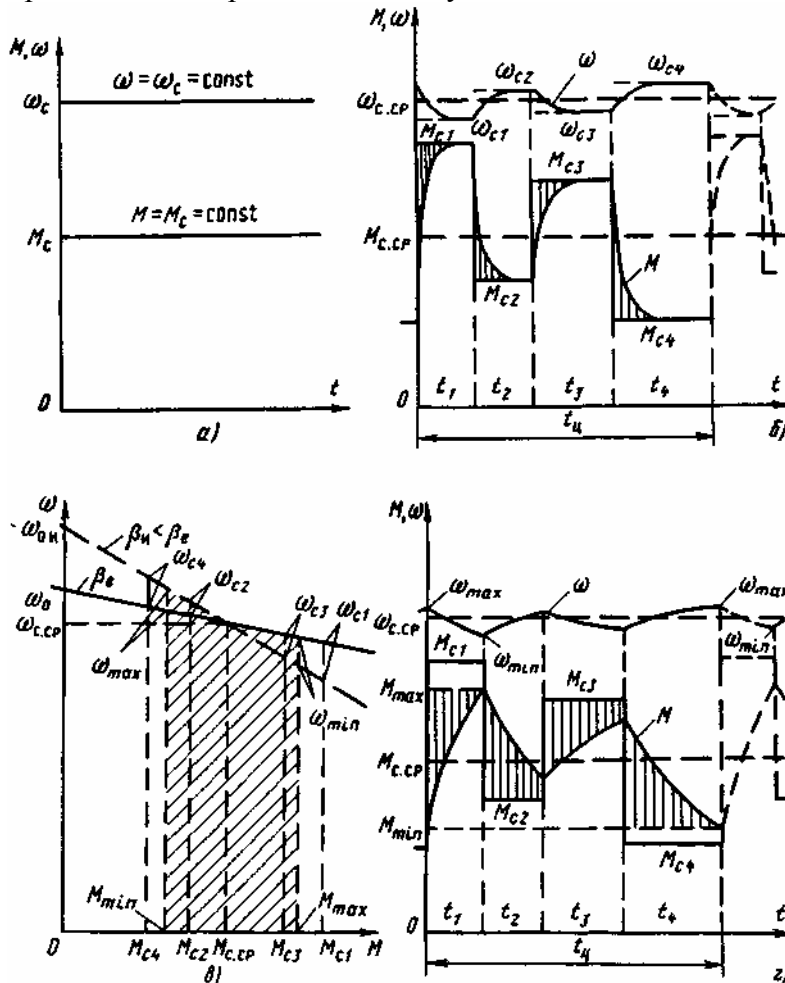


Рис.5.7. Нагрузочные диаграммы при непрерывном режиме работы (а, б, г) и механические характеристики двигателя (в)

Рассматривая (5.32), видим, что основное влияние на характер нагрузочной диаграммы двигателя при ступенчатом графике $M_c(t)$ оказывает в соответствии со свойством экспоненты соотношение длительности t_i приложения нагрузки M_{ci} и электромеханической постоянной времени $T_M = J_\Sigma / \beta$. Случай, когда $t_{imin} > (3 \div 4) T_M$ представлен на рис.5.7,б - зависимости $M(t)$ и $\omega(t)$ изобра-

Иные условия складываются, если $t_{\text{imax}} < T_M$. Предположим, что увеличение T_M произошло вследствие соответствующего увеличения J_Σ . Для рассматриваемой нагрузочной диаграммы механизма графики $M(t)$ и $\omega(t)$ при $t_{\text{imax}} < T_M$ представлены на рис.5.7,г. Нетрудно видеть, что большая механическая инерция привода является фактором, благоприятно влияющим на нагрузочную диаграмму двигателя. Нагрузочная диаграмма сглаживается, размах колебаний момента уменьшается и в пределе при $J_\Sigma \rightarrow \infty$, $M \rightarrow M_{\text{ср}}$, $\omega \rightarrow \omega_{\text{ср}}$. Так как $M_{\text{max}} < M_{\text{с. max}}$, снижаются требования к перегрузочной способности двигателя, а сглаживание зависимости $M(t)$ обеспечивает снижение переменных потерь, пропорциональных квадрату момента (тока).

Из выражения $T_M = J_\Sigma / \beta$ следует, что увеличение T_M может быть обеспечено соответствующим уменьшением жесткости механической характеристики. Если принять, что значение T_M на рис.5.7,г получено не за счет увеличения J_Σ , а за счет уменьшения β от β_e до $\beta_{и}$, как показано на рис.5.7,в, то кривая $M(t)$ не претерпит изменений, сглаживание нагрузочной диаграммы двигателя реализуется при любом способе увеличения T_M одинаково. Однако неравномерность хода, определяемая по кривой $\omega(t)$ должна существенно возрасти: при том же разбросе $\Delta M_{\max}$ изменения скорости $\Delta \omega_{\max}$ при $\beta = \beta_{и}$ в несколько раз больше, чем при $\beta = \beta_e$. Это естественно, так как при том же J_Σ реализовать те же требуемые для преодоления пиковой нагрузки изменения кинетической энергии можно только за счет увеличения $\Delta \omega_{\max}$.

К их числу относятся: заданные перемещения $\varphi_{3i}(S_{3i})$ на участках цикла работы; допустимое или требуемое ускорение ε_3 ; рабочая скорость ω ; время цикла $t_{ц}$ или число циклов в час $N_{ц}$. Эти данные позволяют рассчитать зависимость $\omega_3(t)$ и построить нагрузочную диаграмму исполнительного механизма $M_c(t)$. В качестве примера на рис.5.8 построены зависимости $M_c(t)$ и $\omega_3(t)$

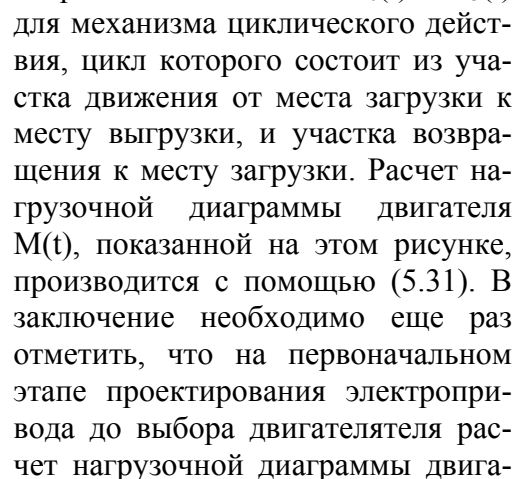


Рис 5.8 Нагрузочная диаграмма электропривода циклического действия

теля невозможен, так как неизвестны $J_{дв}$, β и другие параметры. На этом этапе осуществляют предварительный выбор двигателя по нагрузочной диаграмме исполнительного механизма, пытаясь ориентировочно учесть влияние динамических нагрузок на требуемую мощность двигателя. Для механизмов непрерывного действия необходимо учитывать, как выше показано, возможное выравнивание, сглаживание нагрузочной диаграммы двигателя и соответствующее снижение потерь в двигателе. Для механизмов циклического действия динамические нагрузки, как следует из рассмотрения рис.5.8, увеличивают потери в двигателе и во многих случаях выбор двигателя по зависимости $M_c(t)$ без оценки влияния динамических нагрузок недопустим. Поэтому в сложных случаях процесс выбора двигателя осуществляется в три этапа:

- 1) по нагрузочной диаграмме исполнительного механизма с грубой оценкой влияния динамических нагрузок осуществляют предварительный выбор двигателя;
- 2) для выбранного двигателя рассчитывают нагрузочную диаграмму двигателя и проверяют двигатель по нагреву;
- 3) если двигатель перегружен или недоиспользуется, по уточненной оценке влияния динамических нагрузок повторяют выбор и проверку вновь выбранного двигателя.

5.6. Номинальные режимы работы двигателей

Выбор двигателей по мощности и перегрузочной способности производится на основе номинальных данных двигателя, указываемых на его щитке, в каталогах и справочниках. Номинальные значения мощности, напряжения, тока силовой цепи и скорости соответствуют номинальной нагрузке на валу двигателя, при которой двигатель, работая в номинальном режиме при температуре окружающей среды $+40^\circ\text{C}$, нагревается до допустимой температуры. Температура окружающей среды $+40^\circ\text{C}$, принятая в соответствии с ГОСТ 183-74 в качестве базовой для установления номинальной нагрузки двигателя, с одной стороны, и допустимая максимальная рабочая температура двигателя, соответствующая классу изоляции его обмоток - с другой, определяют допустимое установившееся превышение температуры

$$\tau_{\text{доп}} = t_{\text{max доп}}^0 - 40^\circ\text{C}, \quad (5.33)$$

которое в соответствии с (5.28) пропорционально суммарной мощности потерь в двигателе при номинальной нагрузке

$$\tau_{\text{доп}} = \Delta P_{\text{ном}} / A_{\text{ном}},$$

где $A_{\text{ном}}$ - теплоотдача двигателя в номинальном режиме.

Выше было отмечено исключительное многообразие реальных режимов работы двигателей, поэтому в электромашиностроении приняты в качестве номинальных несколько конкретных режимов работы, наиболее полно отражающих это многообразие и обеспечивающих достаточные возможности выбора двигателей для различных производственных механизмов. Действующим ГОСТ предусматриваются восемь номинальных режимов, которые в соответствии с международной классификацией имеют условные обозначения SI-S8. Рассмотрим краткую характеристику этих режимов.

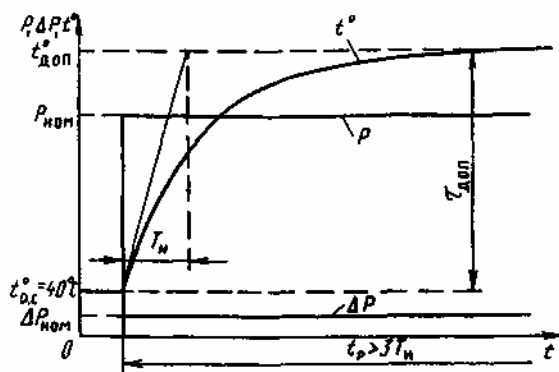


Рис. 5.9 Номинальный режим S1

Номинальный режим S1 называется продолжительным режимом работы, при котором двигатель работает длительно с постоянной номинальной нагрузкой и за время работы успевает нагреться до установившейся температуры. Зависимости мощности на валу P , мощности потерь ΔP и превышения температуры τ от времени для режима S1 представлены на рис.5.9. Время работы в этом режиме много больше времени нагревания двигателя, поэтому установившееся превышение температуры не должно быть больше допустимого. Условию $\tau_{\text{уст}} = \tau_{\text{доп}}$ соответствуют указываемые на щитке двигателя про-

должительного режима номинальные значения $P_{\text{ном}}$, $U_{\text{ном}}$, $I_{\text{ном}}$, $n_{\text{ном}}$.

Двигатели номинального продолжительного режима работы предназначены для использования преимущественно для обширной группы электроприводов механизмов непрерывного

действия.

Номинальный режим S2 называется кратковременным режимом работы. В этом режиме периоды работы двигателя с номинальной нагрузкой чередуются с периодами отключения двигателя, причем за время работы двигатель не успевает нагреться до установившейся температуры, а за время отключения (паузы) успевает охладиться до температуры окружающей среды (рис.5.10). Благодаря последнему условию начальное превышение температуры при каждом включении равно нулю, а достигаемая за время работы температура двигателя в соответствии с (5.29)

$$\tau_{\max} = \tau_{\text{уст}} \left(1 - e^{-t_{\text{р ном}}/T_{\text{н}}} \right) \quad (5.34)$$

определяется номинальной нагрузкой, временем $t_{\text{ном}}$ и постоянной времени нагрева $T_{\text{н}}$. Следовательно, номинальная мощность двигателя режима S2 соответствует вполне определенному номинальному времени работы $t_{\text{р ном}}$, которое указывается на щитке двигателя и в каталогах. Значения $t_{\text{ном}}$ стандартизованы: $t_{\text{ном}}=15; 30; 60; 90$ мин.

Если по истечении времени $t_{\text{ном}}$ двигатель не отключается, то его температура, как показано на рис.5.10, продолжает возрастать до $\tau_{\text{уст}} \gg \tau_{\text{доп}}$, что может повлечь за собой ускоренный износ изоляции и даже выход двигателя из строя.

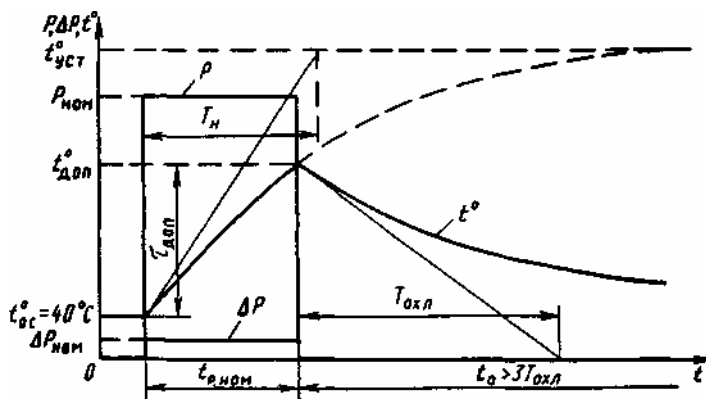


Рис 5.10 Номинальный режим S2

Двигатели кратковременного режима работы широко используются на электрическом транспорте и относительно редко в промышленном электроприводе для различных вспомогательных кратковременно работающих механизмов.

Номинальный режим S3 называется повторно-кратковременным. В этом режиме цикл работы содержит одно включение двигателя и одну паузу (см. рис.5.11), причем за время работы двигатель не успевает нагреться до установившейся температуры, а за время паузы не успевает охладиться

до температуры окружающей среды. На рис.5.11 представлен цикл, соответствующий установившемуся процессу нагрева, при котором все тепло, выделившееся в двигателе за время цикла, отдается в окружающую среду и превышение температуры $\tau(t)$ колеблется вблизи среднего значения $\tau_{\text{ср}}$. Для того чтобы значения максимального превышения температуры $\tau_{\max}$ незначительно отличались от среднего значения, необходимо выполнение условия $t_{\text{р}} \ll T_{\text{н}}$, $t_0 \ll T_{\text{охл}}$, поэтому наибольшее время цикла регламентировано и составляет 10 мин.

Главной характеристикой повторно-кратковременного режима является продолжительность включения двигателя

$$\text{ПВ} = \frac{t_{\text{р}}}{t_{\text{р}} + t_0} 100\% = \frac{t_{\text{р}}}{t_{\text{ц}}} 100\%, \quad (5.35)$$

причем номинальные значения $\text{ПВ}_{\text{ном}}$ составляют 15, 25, 40, 60 и 100%. На щитке двигателя указываются номинальные значения $P_{\text{ном}}$, $U_{\text{ном}}$, $I_{\text{ном}}$, $n_{\text{ном}}$ соответствующие конкретному указанному на щитке значению номинальной продолжительности включения $\text{ПВ}_{\text{ном}}$. В каталогах

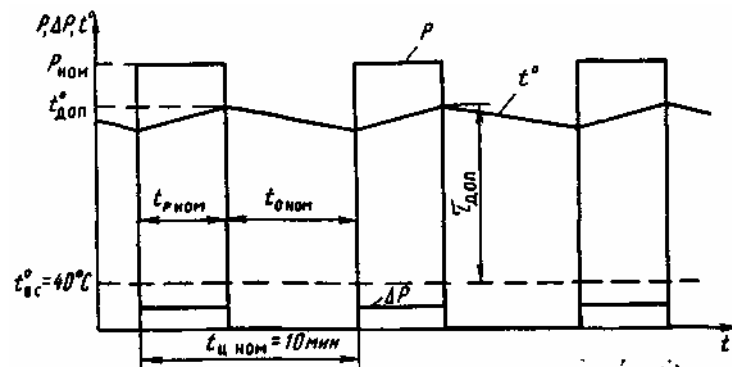


Рис 5.11. Номинальный режим S3

приводятся номинальные данные для всех номинальных ПВ, в том числе и для $\text{ПВ}_{\text{ном}}=100\%$, что соответствует работе двигателя режима S3 в продолжительном режиме S1.

Полезно сопоставить двигатель режима S3, работающий при $\text{ПВ}_{\text{ном}}=100\%$, с двигателем режима S1, предназначенным для работы с $\text{ПВ}_{\text{ном}}=100\%$. Двигатель повторно-кратковременного режима проектируется для работы в основном

режиме $PB_{\text{НОМ}}=25\%$ или $PB_{\text{НОМ}}=40\%$, его параметры оптимизированы для этого основного режима. Благодаря наличию паузы в цикле работы в период t_p двигатель можно перегрузить при $PB_{\text{НОМ}}=25\%$ примерно вдвое в сравнении с продолжительным режимом работы. При этом должна быть обеспечена требуемая перегрузочная способность

$$\lambda_{25\%} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{НОМ } 25\%}} = 2 \div 2,5. \quad (5.36)$$

Максимальный момент двигателя обеспечивается его конструктивными данными и не зависит от PB . Поэтому при работе двигателя режима S3 в продолжительном режиме его перегрузочная способность составит

$$\lambda_{100\%} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{НОМ } 100\%}} = 4 \div 5. \quad (5.37)$$

Эта перегрузочная способность избыточна, двигатель имеет худшие массо-габаритные показатели, чем двигатель режима S1, рассчитанный на $PB_{\text{НОМ}}=100\%$ и имеющий нормальную для этого режима перегрузочную способность $\lambda=2\div2,5$. Однако двигатель режима S1 нельзя использовать в режиме $PB_{\text{НОМ}}=25\%$: по нагреву его можно перегрузить в этом случае в 2 раза, но достаточного запаса по моменту для переходных процессов при такой нагрузке не будет.

Эти несложные рассуждения наглядно демонстрируют необходимость создания специальных серий двигателей для различных режимов работы и рациональность использования двигателей в тех режимах, для которых они рассчитаны.

Рассмотренные режимы S1, S2, S3 являются основными и до сравнительно недавнего времени другие номинальные режимы не предлагались. Разработанные в теории электропривода инженерные методы эквивалентирования режимов работы двигателей по нагреву позволяют решать задачи выбора двигателей на основе этих трех номинальных режимов для всех практических случаев. Действующий ГОСТ расширил номенклатуру номинальных режимов до S8 в целях облегчения выбора двигателей для конкретных осложненных обстоятельств.

Номинальный режим S4 - это повторно-кратковременный режим с частыми пусками.

Номинальный режим S5 - повторно-кратковременный с частыми реверсами.

Номинальный режим S6 называется перемежающимся. Это продолжительный режим, в котором периоды работы двигателя с номинальной нагрузкой чередуются с периодами работы вхолостую, причем за время работы с нагрузкой двигатель не успевает нагреться до установившейся максимальной температуры, а за время работы вхолостую не успевает охладиться до установившейся минимальной температуры холостого хода. Характеристикой режима S6 является продолжительность нагрузки:

$$ПН = \frac{t_n}{t_n + t_{xx}} 100\%, \quad (5.38)$$

где t_n и t_{xx} - время работы соответственно с номинальной нагрузкой и вхолостую.

Номинальный режим S7 - перемежающийся с частыми реверсами.

Номинальный режим S8 - перемежающийся режим с двумя и более скоростями в цикле работы.

Краткая характеристика дополнительных номинальных режимов S4÷S8 подтверждает, что номинальные данные основных режимов здесь дополняются информацией, облегчающей выбор двигателей для интенсивных повторно-кратковременных режимов, в которых потери энергии в переходных процессах при пусках, реверсах и торможениях оказывают определяющее влияние на тепловые процессы в короткозамкнутых асинхронных двигателях, а также для продолжительного режима работы с переменной циклической нагрузкой.

5.7. Методы эквивалентирования режимов работы двигателей по нагреву

Необходимость эквивалентирования режимов работы двигателей по нагреву связана с тем, что реальные режимы работы электроприводов весьма многообразны и вероятность точного совпадения конкретного режима с каким-либо номинальным практически исключена. В то же время выполнение подробных тепловых расчетов для каждого случая выбора двигателя является, как правило, трудно реализуемым путем проверки двигателей по нагреву в связи с отсутст-

нием необходимых данных и неоправданной сложностью расчетов. Поэтому в процессе развития электропривода были созданы эффективные косвенные методы проверки двигателей по нагреву. Наиболее общие из них вошли составной частью в теорию электропривода, причем основой этих методов является так называемый метод средних потерь

Эти методы учитывают, что тепловые процессы в двигателях в нормальных условиях работы благодаря большой тепловой инерции протекают замедленно, поэтому быстрые изменения нагрузки двигателя и, соответственно, тепловыделения фильтруются тепловой инерцией и зависимость $\tau(t)$ сглаживается тем в большей степени, чем меньше время цикла в сравнении с постоянной времени нагрева T_n . При работе в повторно-кратковременном или перемежающемся режимах условие $t_{\text{ц}} < T_n$ выполняется по определению и, как выше отмечено, через некоторое время после начала работы наступает установившийся тепловой режим, при котором превышение температуры колеблется относительно среднего значения $\tau_{\text{ср}}$ в узких пределах.

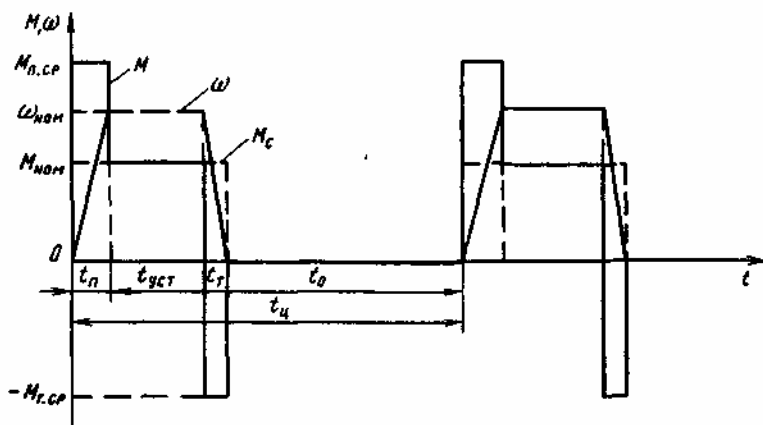


Рис. 5.14 График повторно-кратковременного режима работы электропривода

На рис.5.14 в качестве примера приведен простейший реальный график повторно-кратковременного режима с одним включением двигателя в цикле, учитывающий реальную различную нагрузку двигателя на всех этапах цикла. Нагрузка $M(t)$ и мощность потерь $\Delta P_{\text{дв.гр}}(t)$ увеличиваются в переходных процессах и отсутствуют в период паузы. Соответственно в установившемся по нагреву цикле работы температура колеблется относительно $\tau_{\text{ср}}$, возрастая при увеличении мощности потерь, снижаясь в период паузы. Признаком установившегося теплового цикла является равенство начального и конечного превышения температуры: $\tau_{\text{нач}} = \tau_{\text{кон}}$. ПРИ этом все тепло выделившееся за время цикла в двигателе, за то же время полностью отдается в окружающую среду. Максимальное превышение температуры τ_{max} не должно быть больше допустимого значения $\tau_{\text{доп}}$, однако при условии $t_{\text{ц}} \ll T_n$ значения τ_{max} и $\tau_{\text{ср}}$ близки и эквивалентирование реального и номинального цикла работы по нагреву с приемлемой точностью может быть проведено при $\tau_{\text{max}} = \tau_{\text{ср}}$. Прежде чем перейти к количественным оценкам, рассмотрим особенности процесса, представленного на рис.5.14. В периоды переходных процессов полные выделяющиеся в двигателе потери нелинейно зависят от времени в связи с отмеченной выше зависимостью от скорости потерь в стали и механических (рис.5.13). Изменения скорости должны быть учтены и при оценках теплоотдачи, так как у двигателей с самовентиляцией номинальная теплоотдача $A_{\text{ном}}$ реализуется только при $\omega \geq \omega_{\text{ном}}$, а при снижении скорости существенно ухудшается. Наконец, в рассматриваемом простейшем цикле имеет место только одно включение двигателя, чему соответствует четыре участка работы с различной нагрузкой t_1 - t_4 . В общем случае цикл может содержать несколько включений и пауз и общее число различных этапов цикла обозначим n .

Для установившегося режима работы уравнение теплового баланса на основании сказанного можно записать в виде:

$$\int_0^{t_{\text{ц}}} \Delta P_{\text{дв.гр}}(t) dt = \int_0^{t_{\text{ц}}} A(t) \tau(t) dt. \quad (5.39)$$

Здесь левая часть представляет тепло, выделившееся в двигателе за $t_{\text{ц}}$, а правая - тепло, отданное в окружающую среду. Реальную зависимость $\Delta P_{\text{дв.гр}}(t)$ заменим ступенчатым графиком $\Delta P_1(t)$, усредняя значения $\Delta P_{\text{дв.гр}}$ на соответствующих участках работы, аналогично поступим с зависимостью $A(t)$. Кроме того, примем $\tau(t) \approx \tau_{\text{ср}} = \text{const}$ и разрешим уравнение относительно $\tau_{\text{ср}}$:

$$\tau_{\text{ср}} = \frac{\sum_1^n \Delta P_i t_i}{\sum_1^n A_i t_i}. \quad (5.40)$$

Примем, что проверяемый двигатель имеет номинальный режим S1, или S3 при $P_{\text{НОМ}}=100\%$, или S6 при $P_{\text{НОМ}}=100\%$. Тогда для номинального режима можно записать:

$$\tau_{\text{НОМ}} = \Delta P_{\text{НОМ}} / A_{\text{НОМ}} = \tau_{\text{доп}}. \quad (5.41)$$

Приравняв (5.40) и (5.41) и умножив равенство на $A_{\text{НОМ}}$, получим основную формулу метода средних потерь

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\sum_1^n \Delta P_i t_i}{\sum_1^n \beta_{y\tau i} t_i} \leq \Delta P_{\text{НОМ}}, \quad (5.41a)$$

где $\beta_{y\tau i} = A_i / A_{\text{НОМ}}$ -коэффициент ухудшения теплоотдачи на i -м участке цикла работы.

Итак, если в реальном цикле работы двигателя выполняется условие

$$t_{\text{ц}} / T_{\text{н}} \leq t_{\text{цНОМ}} / T_{\text{н}}$$

и средние за цикл эквивалентные по нагреву с учетом ухудшения теплоотдачи потери $\Delta P_{\text{ср}}$ не превосходят номинальных потерь двигателя $\Delta P_{\text{НОМ}}$, двигатель в реальном цикле, отличном от номинального, работает с допустимой по нагреву нагрузкой.

Если в реальном цикле на различных его этапах двигатель работает ω скоростью, близкой к номинальной, $\beta_{y\tau i} = 1$ и формула метода средних потерь упрощается:

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_1^n \Delta P_i t_i \leq \Delta P_{\text{НОМ}}. \quad (5.42)$$

Формулой (5.42) следует пользоваться и при проверке по нагреву двигателей, имеющих независимую вентиляцию.

Проверка двигателей методом средних потерь обеспечивает достоверные результаты, однако требует знания многих исходных данных и расчет зависимости $D_{\text{двгр}}^{(0)}$ относительно трудоемко. Во многих случаях без существенного ущерба для точности вместо метода средних потерь можно пользоваться полученными на его основе методами эквивалентного тока, эквивалентного момента и эквивалентной мощности.

Метод эквивалентного тока вытекает из анализа состава средних и номинальных потерь двигателя. С учетом (5.1) средние потери в двигателе

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\sum_1^n (\Delta P_{\text{сг}} + I_i^2 R_i) t_i}{\sum_1^n \beta_{y\tau i} t_i},$$

Номинальные потери двигателя:

$$\Delta P_{\text{НОМ}} = \Delta P_{\text{сНОМ}} + I_{\text{НОМ}}^2 R.$$

Сравнив два последних выражения можно получить следующее условие для проверки двигателя по нагреву:

$$\frac{\sum_1^n \Delta P_{\text{сг}} t_i}{\sum_1^n \beta_{y\tau i} t_i} + \frac{\sum_1^n I_i^2 R_i t_i}{\sum_1^n \beta_{y\tau i} t_i} \leq \Delta P_{\text{сНОМ}} + I_{\text{НОМ}}^2 R.$$

Если принять $R_i = R = \text{const}$ и предположить, что средние постоянные потери близки к $\Delta P_{\text{сНОМ}}$, т. е.

$$\Delta P_{\text{ср}} = \frac{\sum_1^n \Delta P_{\text{сг}} t_i}{\sum_1^n \beta_{y\tau i} t_i} \approx \Delta P_{\text{сНОМ}},$$

то проверку двигателя по нагреву можно производить методом эквивалентного тока:

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n \beta_{yT} t_i}} \leq I_{\text{ном}}. \quad (5.43)$$

Если двигатель работает с постоянной скоростью или имеет независимую вентиляцию $\beta_{yT}=1$. При этом

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n I_i^2 t_i} \leq I_{\text{ном}}. \quad (5.44)$$

Построение зависимости $I(t)$ проще, чем расчет потерь $P_{\text{двгр}}(t)$, поэтому во всех случаях, когда применим метод средних потерь и сопротивление обмоток силовой цепи двигателя $R \approx \text{const}$, применение метода эквивалентного тока предпочтительно. Условие $R \approx \text{const}$ выполняется для большинства двигателей, исключение представляют асинхронные короткозамкнутые двигатели с глубоким пазом или с двойной беличьей клеткой на роторе, у которых сопротивление R'_2 при пусках изменяется значительно вследствие эффекта вытеснения тока.

Когда момент двигателя пропорционален току силовой цепи, проверку удобнее проводить методом эквивалентного момента:

$$M_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n M_i^2 t_i}{\sum_{i=1}^n \beta_{yT} t_i}} \leq M_{\text{ном}}. \quad (5.45)$$

При $R=1$

$$M_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n M_i^2 t_i} \leq M_{\text{ном}}. \quad (5.46)$$

Проверка двигателя осуществляется непосредственно по нагрузочной диаграмме двигателя $M(t)$. Формулы (5.45) или (5.46) используются при проектировании на начальном этапе для предварительного выбора двигателя. Так как при этом данные двигателя еще неизвестны, предварительный выбор в случаях, когда известно, что время переходных процессов $St_{n,n} \ll t_{\text{ц}}$, производят по нагрузочной диаграмме исполнительного механизма $M_c=f(t)$. Когда влияние переходных процессов существенно, пытаются оценить ожидаемый момент инерции двигателя, на основе этой оценки строят приближенную (ожидаемую) нагрузочную диаграмму двигателя и определяют по ней требуемый эквивалентный момент и требуемую номинальную мощность двигателя

$$P_{\text{трб}} = M_{\text{экв}} \omega_{\text{ном}} \leq P_{\text{ном}}.$$

Выбранный предварительно двигатель должен быть проверен по нагреву по уточненной нагрузочной диаграмме $M_i(t)$ или по рассчитанной зависимости $\Delta P_{\text{дв.гр}}(t)$

В заключение упомянем возможность проверки двигателя по нагреву методом эквивалентной мощности по формуле:

$$P_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{ц}}} \sum_{i=1}^n P_i t_i} \leq P_{\text{ном}}. \quad (5.47)$$

Данный метод применим, если $P_i \sim M_i$, т. е. при $\omega_i = \text{const}$, либо если $P_i \sim I_i$. Возможности метода эквивалентной мощности ограничены, поэтому рекомендовать его к широкому использованию нет оснований.

5.8. Понятие о допустимой частоте включений асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором

Изложенные выше методы эквивалентирования по нагреву реальных и номинальных режимов двигателей достаточны для решения задач выбора и проверки мощности двигателей в большинстве практических случаев, в том числе и применительно к асинхронным двигателям с короткозамкнутым ротором. Однако отсутствие возможности вывода основной части мощности

потерь скольжения во внешние по отношению к двигателю элементы электропривода и явление вытеснения тока требуют особого внимания и определяют необходимость рассмотрения особенности выбора асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором как самостоятельного сложного и в связи с широким использованием таких двигателей важного для практики вопроса.

Явление вытеснения тока в роторной цепи двигателей с глубоким пазом и двойной беличьей клеткой исключает возможность применения методов эквивалентного тока, момента и, тем более, мощности, поэтому единственным путем проверки по нагреву для рассматриваемых двигателей является метод средних потерь, применение которого в данном случае облегчается полученными в §5.3 приближенными формулами для расчета потерь энергии в переходных процессах. Для двигателей продолжительного режима работы влияние на нагрев двигателя пусковых и тормозных потерь может не учитываться, поэтому здесь рассмотрим работу асинхронных короткозамкнутых двигателей повторно-кратковременных режимов. Двигатели режима S3 рассчитаны на рабочий цикл продолжительностью $t=10$ мин, и в этом цикле учтено влияние пусковых и тормозных потерь при одном включении двигателя за цикл и шести включениях двигателя в час. Это спокойный режим, характерный для ряда кранов, но в большинстве случаев требуемая производительность механизмов выше, время цикла меньше номинального, частота включений двигателя в час

$$N = 3600/t_u \quad (5.48)$$

выше. Влияние пусковых и тормозных потерь энергии на нагрев двигателя существенно возрастает, и в интенсивных режимах, требующих сотен включений двигателя в час, становится определяющим. Поэтому для короткозамкнутых асинхронных двигателей, работающих в интенсивном повторно-кратковременном режиме с частыми пусками (S4) и электрическими торможениями (S5) вводится понятие допустимой частоты включений двигателя в час.

Для анализа влияния параметров электропривода на допустимую частоту включений воспользуемся методом средних потерь. Для повторно-кратковременного режима с одним включением двигателя в цикле (рис.5.14) пусковые и тормозные потери энергии определяются (5.25). Для пуска $s_{нач}=1$, $s_{кон}=0$:

$$\Delta A_n = \frac{J_{\Sigma} \omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) \frac{t_n}{t_{n0}} + \Delta P_{сн} t_n, \quad (5.49)$$

для торможения противовключением $s_{нач}=2$, $s_{кон}=1$:

$$\Delta A_{\tau} = 3 \frac{J_{\Sigma} \omega_0^2}{2} \left(1 + \frac{R_1}{R_2'} \right) \frac{t_{\tau}}{t_{\tau 0}} + \Delta P_{ст} t_{\tau}. \quad (5.50)$$

В (5.49) и (5.50) сопротивление R_2' в связи с эффектом вытеснения тока является функцией скольжения. В целях упрощения расчетов в эти формулы подставляются усредненные за время переходного процесса значения R_2' чем приближенно этот эффект учитывается.

Воспользовавшись формулой средних потерь, запишем

$$\Delta P_{ср} = \frac{\Delta A_n + \Delta P_{уст} t_{уст} + \Delta A_{\tau}}{\beta_{y \tau, n} t_n + t_{уст} + \beta_{y \tau, \tau} t_{\tau} + \beta_{y \tau 0} t_0} \leq \Delta P_{ном},$$

где

$$t_{уст} = \frac{ПВ}{100} t_u \sim t_n - t_{\tau}$$

Знаменатель в формуле средних потерь представляет собой эквивалентное по теплоотдаче время цикла.

$$t_{u \text{ экв}} = \frac{1 + \beta_{y \tau 0}}{2} (t_n + t_{\tau}) + t_{уст} + \beta_{y \tau 0} t_0 = \beta_{y \tau \text{ ср}} t_u.$$

Здесь коэффициенты ухудшения теплоотдачи $\beta_{уст} = t_{u \text{ экв}}/t_u$ - усредненный за время цикла; $\beta_{уст} = \beta_{уст} (1 + \beta_{y \tau 0})/2$ - усредненный за время переходного процесса; $\beta_{y \tau 0}$ - коэффициент ухудшения теплоотдачи при $\omega=0$

С учетом выражения $t_{u \text{ экв}}$ формулу средних потерь представим в виде:

$$\Delta t_{\text{ср}} = \frac{\Delta A_{\text{п}} + \Delta P_{\text{уст}} \left(\frac{\text{ПВ}}{100} t_{\text{ц}} - t_{\text{п}} - t_{\text{т}} \right) + \Delta A_{\text{т}}}{\beta_{\text{у т ср}} t_{\text{ц}}} \leq \Delta P_{\text{ном}}. \quad (5.51)$$

Здесь $\Delta P_{\text{ном}}$ - номинальная мощность потерь в двигателе при $\text{ПВ}_{\text{ном}}=100\%$. Если в каталоге для двигателя режима S3 указаны данные только для $\text{ПВ}_{\text{ном}} < 100\%$, тогда необходимо определить средние за номинальный цикл потери по формуле

$$\Delta P_{\text{ср ном}} = \frac{\Delta A_{\text{п ном}} + \Delta P_{\text{ном}} \left(\frac{\text{ПВ}_{\text{ном}}}{100} t_{\text{ц ном}} - t_{\text{п ном}} - t_{\text{т ном}} \right) + \Delta A_{\text{т ном}}}{\beta_{\text{у т ср ном}} t_{\text{ц ном}}} \quad (5.52)$$

и подставить в (5.51) взамен $\Delta P_{\text{ном}}$.

Следовательно, в общем случае для двигателей повторно-кратковременного режима $\Delta P_{\text{ном}} = \Delta P_{\text{ср ном}}$. Выразив из (5.51) $t_{\text{ц}}$ с учетом (5.48) получим при $\Delta P_{\text{ср}} = \Delta P_{\text{ср ном}}$:

$$N_{\text{доп}} = \frac{3600 \left(\Delta P_{\text{ср ном}} \beta_{\text{у т ср}} - \Delta P_{\text{уст}} \frac{\text{ПВ}}{100} \right)}{\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}} - \Delta P_{\text{уст}} (t_{\text{п}} + t_{\text{т}})}. \quad (5.53)$$

Анализ (5.53) проведем, исходя из условия, что при увеличении частоты включений продолжительность включения не изменяется

$$\text{ПВ} = \frac{t_{\text{п}} + t_{\text{уст}} + t_{\text{т}}}{t_{\text{ц}}} 100\% = \text{ПВ}_{\text{ном}}.$$

При этом время установившейся работы

$$t_{\text{уст}} = t_{\text{р}} - t_{\text{п}} - t_{\text{т}} = \frac{36}{N_{\text{ц}}} \text{ПВ}_{\text{ном}} - (t_{\text{п}} + t_{\text{т}}).$$

Следовательно, при увеличении частоты включений время установившегося движения электропривода уменьшается и при

$$N_{\text{мах}} = \frac{36 \text{ПВ}_{\text{ном}}}{t_{\text{п}} + t_{\text{т}}}$$

становится равным нулю - зависимость $\omega(t)$ на рис.5.14 принимает вид треугольника, средняя скорость электропривода снижается вдвое, нагрев двигателя полностью определяется потерями энергии в переходных процессах (5.49) и (5.50). Как правило, этот режим недостижим, так как $N_{\text{доп}} < N_{\text{мах}}$, однако и при наличии участка установившегося движения влияние потерь $\Delta P_{\text{уст}}/t_{\text{уст}}$ на нагрев двигателя невелико, определяющими при $N_{\text{доп}}$ остаются потери в переходных процессах. Формула (5.53) с учетом изложенного свидетельствует о том, что увеличения допустимой частоты включений можно достигнуть лишь двумя путями - применением независимой вентиляции двигателя, при которой $\beta_{\text{у т ср}}=1$, и уменьшением потерь энергии в переходных процессах $\Delta A_{\text{п}} + \Delta A_{\text{т}}$.

Возможные пути снижения потерь энергии в переходных процессах вытекают из рассмотрения (5.49) и (5.50) с учетом анализа, проведенного в §5.3. При данном $J_{\Sigma} = J_{\text{дв}} + J_{\text{мех}}$ большей допустимой частотой включения обладают двигатели с повышенным скольжением, глубоким пазом и, особенно, с двойной беличьей клеткой, у которых усредненное за время переходного процесса отношение $R1/R'2$ меньше, чем у двигателей с нормальным скольжением и круглыми пазами. Дополнительное увеличение допустимой частоты включений достигается использованием динамического торможения вместо торможения противовключением или заменой электрического торможения механическим тормозом (переход от режима S5 к режиму S4). Как отмечено в §5.3, наиболее существенное снижение потерь в переходных процессах достигается использованием ступенчатого пуска и торможения двух-, трех-, четырехскоростных асинхронных двигателей. В наиболее ответственных случаях требуемая высокая частота включений асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором обеспечивается применением частотного управления электроприводом.

5.9. Контрольные вопросы

1. Сравните постоянные потери асинхронного двигателя в режимах пуска и торможения противовключением.
- 2 В каких случаях целесообразно применять двигатели с независимой вентиляцией?
3. Какими методами целесообразно проверять по нагреву асинхронный короткозамкнутый двигатель с повышенным скольжением?
4. Сравните потери, выделяющиеся в двигателе при торможении противовключением при $M_c=0$ и $M_c=M_{ном}$ (активный).
5. Как отразится на работе двигателя кратковременного режима S2 уменьшение времени пауз до значений, меньших $3T_H$?
6. Как изменятся потери энергии при пуске асинхронного двигателя вхолостую, если пуск производится при напряжении $U_1=0.5 \cdot U_{ном}$?
7. Какое влияние на нагрузочную диаграмму двигателя и зависимость $\omega(t)$ оказывает в режиме S6 жесткость механической характеристики β ?

Глава шестая

Регулирование координат электропривода

6.1. Общие сведения

На индивидуальный электропривод возлагаются две важнейшие взаимно связанные функции: электромеханическое преобразование энергии и управление технологическим процессом установки. При приведении в движение исполнительного механизма электропривод должен вырабатывать или потреблять механическую энергию в соответствии с выполняемой механизмом работой. При управлении технологическим процессом установки необходимо управлять потоком электрической энергии, потребляемой или вырабатываемой электроприводом, таким образом, чтобы механические переменные (момент двигателя, скорость и ускорение механизма, положение его рабочего органа, нагрузки механических связей и т. п.) либо поддерживались на требуемом уровне, либо изменялись по заданным законам с требуемой по условиям технологии точностью. Так как на изменения переменных электромеханической системы наложены ограничения, управление должно обеспечивать ограничение электрических и механических переменных их допустимыми значениями во всех режимах работы.

Таким образом, общая задача управления движением электропривода для выполнения технологического процесса установки определяет необходимость регулирования переменных электромеханической системы. Переменные электромеханической системы в пространстве состояний являются ее фазовыми координатами, поэтому здесь и в дальнейшем идет речь о регулировании координат электропривода

Управление движением электропривода и технологическим процессом установки, как правило, требует регулирования нескольких координат, различных на разных этапах работы, формирования задающих воздействий, выполнения диктуемых технологией логических операций, осуществления ограничений управляющих воздействий и текущих координат системы и т. п. Рассмотрение способов и систем управления, а также методов их проектирования является задачей курса «Системы управления электропривода». В данном курсе в качестве основы для такого рассмотрения изучаются общие принципы и закономерности, характерные для регулирования отдельных координат электропривода: момента (тока), скорости и положения.

По отношению к общей функции управления движением электропривода регулирование отдельных координат представляет собой частные задачи, которые решаются при проектировании систем управления электроприводами. Для создания систем управления, отвечающих всему комплексу предъявляемых требований, необходимо знать возможности электроприводов в отношении регулирования главных координат и уметь оценивать влияние регулирования каждой из них в отдельности на физические свойства электромеханических систем. Изложение этих основополагающих вопросов в обобщенном виде и входит в содержание курса «Теория электропривода».

Уже рассмотренные свойства механической части электропривода, электромеханических преобразователей и разомкнутой электромеханической системы в целом позволяют провести анализ возможностей регулирования перечисленных координат простейшими средствами - путем изменения параметров и воздействий в разомкнутых системах электропривода. Этот путь предусматривает формирование на разных этапах работы электропривода различных механических характеристик в разомкнутой системе, обеспечивающих при заданных нагрузках и режимах работы электропривода получение требуемых значений момента, тока, ускорения и скорости. Таким путем в разомкнутой системе удастся регулировать и положение, обеспечивая точный останов электропривода в заданных точках пути. Данный способ регулирования координат электропривода называют регулированием в разомкнутой системе.

Благодаря простоте реализации регулирование координат в разомкнутых системах электропривода находит широкое практическое применение. Однако точность этого способа регулирования ограничена, поэтому во многих случаях такое регулирование не может обеспечить требуемые режимы работы и показатели.

В связи с совершенствованием технологии и автоматизацией рабочих процессов требования к точности и качеству регулирования непрерывно возрастают. Соответственно область применения разомкнутых систем регулируемого электропривода постепенно сужается, и они заменяются более совершенными системами регулируемого электропривода, замкнутыми различными

обратными связями. Введением обратных связей обеспечивается автоматическое регулирование координат, которое неизмеримо расширяет возможности формирования требуемых точностных и динамических показателей электропривода.

Известны два способа автоматического регулирования переменных системы: регулирование по отклонению координаты от заданного значения с помощью отрицательной обратной связи по регулируемой переменной и регулирование по возмущению, предполагающее компенсацию влияния возмущения на регулируемую переменную с помощью положительной обратной связи по возмущению. В электроприводе основным является регулирование по отклонению, позволяющее обеспечивать требуемую точность регулирования при любых возмущениях и возможной неустойчивости параметров системы. Однако этот способ автоматического регулирования во многих практических случаях успешно дополняется введением положительных обратных связей.

Использование комбинированного регулирования при этом упрощает получение требуемых динамических свойств системы при заданной точности регулирования.

Реализация любого способа регулирования той или иной координаты всегда требует введения в электромеханическую систему дополнительных управляющих устройств - компонентов энергетической и информационной частей системы управления электроприводом СУ, показанной в структуре на рис.В.2. В простейших случаях, когда регулирование осуществляется в разомкнутой электромеханической системе, вводятся контакторы, реле, резисторы, реакторы и т. п., а также командоаппараты, задающие изменения параметров системы.

Для осуществления автоматического регулирования предусматриваются управляемые преобразователи и регуляторы, позволяющие автоматически под воздействием обратных связей изменять сопротивления, напряжения, токи, частоту и другие воздействия. Наиболее широко используются электромашинные и вентильные управляемые преобразователи напряжения постоянного тока и частоты переменного тока и соответствующие системы электропривода: система генератор - двигатель (Г-Д); система тиристорный (или транзисторный) преобразователь - двигатель (ТП-Д); система преобразователь частоты - асинхронный двигатель (ПЧ-АД).

Рассмотрению общих особенностей регулирования момента, скорости и положения электропривода в разомкнутых и замкнутых системах посвящены гл.7-9. Целью данной главы является изложение общих вопросов регулирования координат электромеханической системы - показателей регулирования, особенностей систем Г-Д, ТП-Д, ПЧ-АД, обоснования обобщенной структуры системы управляемый преобразователь - двигатель (УП-Д), а также описания стандартных настроек контуров регулирования координат электропривода.

В изучении вопросов регулирования координат данная глава является вспомогательной, но имеет важное практическое значение. В результате изучения материалов этой главы необходимо получить представления о показателях, с помощью которых в электроприводе оцениваются различные способы регулирования координат или формулируются требования к регулируемому электроприводе. Нужно хорошо ориентироваться в общности используемых в электроприводе систем УП-Д и уметь видеть за обобщенной структурой системы УП-Д, широко используемой для анализа свойств регулируемого электропривода в последующих главах, особенности реальных систем Г-Д, ТП-Д, ПЧ-АД. Наконец, необходимо освоить основы инженерной методики синтеза контуров регулирования координат и понять физические особенности применяемых стандартных настроек на технический (модульный) и симметричный оптимумы, которые широко используются в унифицированных блочных системах регулируемого электропривода.

6.2. Основные показатели способов регулирования координат электропривода

Необходимость регулирования конкретных координат электропривода определяется технологическими требованиями. При этом выбор рационального способа регулирования из возможных является важной задачей, которая решается при проектировании электропривода. Для количественного определения предъявляемых к регулируемому электроприводе требований и для сопоставления между собой возможных способов регулирования используются обобщенные показатели регулирования К их числу относятся точность, диапазон, плавность, динамические показатели качества и экономичность регулирования.

Точность регулирования переменной определяется возможными отклонениями ее от задан-

ного значения под действием возмущающих факторов, например изменений нагрузки при регулировании скорости, изменений скорости при регулировании момента двигателя, колебаний напряжения сети и т. п. При регулировании в разомкнутой системе в качестве заданного может быть принято среднее значение координаты при известных пределах изменения всех возмущающих воздействий F_B , подлежащих учету в данном конкретном случае. При этом оценкой точности регулирования может служить отношение наибольшего отклонения $\Delta x_{\max}$ к среднему значению x :

$$\Delta x_{\max} = \Delta x_{\max} / x_{\text{ср}} = (x_{\max} - x_{\min})(x_{\max} + x_{\min}), \quad (6.1)$$

где $x_{\max}$ и $x_{\min}$ - максимальное и минимальное значения переменной при данных значениях параметра или задающего сигнала и пределов изменения возмущений F_B (рис.6.1).

Таким образом, количественная оценка точности способа регулирования в относительных единицах зависит от среднего уровня регулируемой переменной и определяется конкретными пределами изменений возмущающих воздействий.

В зависимости от требований, предъявляемых к электроприводу, и особенностей регулируемой переменной оценка точности регулирования может относиться к статическим режимам работы либо охватывать и динамические процессы. В последнем случае в (6.1) следует подставлять значения $x_{\max}$ и $x_{\min}$, определенные при расчете переходного процесса, вызванного изменением задания или возмущения.

Количественная оценка точности регулирования по (6.1) во многих случаях применима и при автоматическом регулировании координат. Однако если по условиям работы электропривода важна точность воспроизведения значений регулируемой координаты, задаваемых на входе системы автоматического регулирования, требования к точности определяются допустимой ошибкой регулирования $\Delta x_{\text{доп}}$, абсолютное значение которой при единичной обратной связи можно записать так.

$$\Delta x_{\text{з max}} = |x_3 - x|_{\text{max}} \leq \Delta x_{\text{з доп}}, \quad (6.2)$$

где x_3 - задающий сигнал, x - текущие значения регулируемой переменной в статических и динамических режимах работы.

При необходимости ошибку регулирования можно представить в относительных единицах, поделив (6.2) на x_2

Диапазон регулирования характеризует пределы изменения средних значений переменной $x_{\text{ср}}$ (либо ее значений, соответствующих конкретному уровню возмущающих воздействий), возможные при данном способе регулирования:

$$D = x_{\text{ср max}} / x_{\text{ср min}}. \quad (6.3)$$

Возможные пределы регулирования переменной ограничиваются сверху максимально допустимыми или максимально реализуемыми значениями переменной, а снизу - требуемой точностью или минимально реализуемыми значениями переменной при данном способе регулирования. Сказанное поясняется характеристиками на рис.6.2.

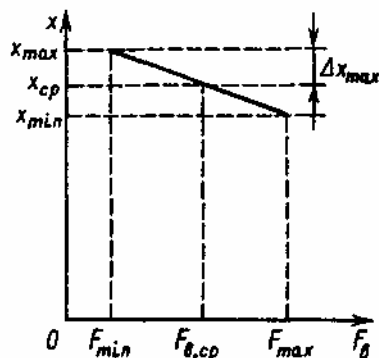


Рис 6.1 К определению понятия точности регулирования

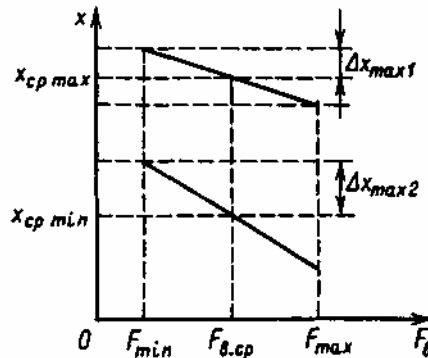


Рис 6.2 К определению понятия диапазона регулирования

На рисунке показано максимальное среднее значение регулируемой переменной $x_{\max}$, достижимое с учетом всех ограничений при некотором способе регулирования. Предположим, что способ регулирования позволяет снижать среднее значение регулируемой переменной вплоть до

нуля. Однако эту возможность нельзя использовать в связи с тем, что относительная ошибка регулирования $\Delta x_{\max}$, как это следует из рассмотрения рис.6.2, по мере снижения $x_{\text{ср}}$ непрерывно увеличивается. Показанное на рис.6.2 значение $x_{\text{ср min}}$ принято минимально допустимым по условиям точности регулирования, так как ему при заданном значении допустимой относительной ошибки $\Delta x_{\text{доп}}$ соответствует соотношение

$$\Delta x_{\max 2^*} = \Delta x_{\max 2} / x_{\text{ср min}} \leq \Delta x_{\text{доп}}.$$

Заданный диапазон регулирования и необходимая при этом точность регулирования отдельных координат являются важными исходными данными при проектировании конкретных электроприводов.

Плавность регулирования характеризует число дискретных значений регулируемого параметра, реализуемых при данном способе регулирования в диапазоне регулирования. Ее можно оценить коэффициентом плавности

$$k_{\text{пл}} = x_i / (x_i - x_{i-1}),$$

где x_i и x_{i-1} - значения переменных на соседних ступенях регулирования.

Чем выше число реализуемых ступеней регулирования, тем выше плавность. Оценка плавности - чисто технический показатель, связанный с условиями управления регулируемой переменной. Если управление связано с переключениями в силовой цепи системы электропривода, возможное число ступеней регулирования ограничивается приемлемыми габаритами коммутирующего устройства. Чем меньше мощность цепи, в которой нужно осуществлять изменения параметра, тем выше возможная плавность.

При проектировании необходимая плавность регулирования координаты обычно указывается в качестве одного из технологических требований к электроприводу.

При рассмотрении переходных процессов в разомкнутых системах уже отмечалось, что динамические качества электропривода во многих случаях определяют производительность промышленной установки, износ механического оборудования, качество продукции и т. п. Соответственно важное значение имеют динамические показатели регулируемого электропривода: быстродействие, перерегулирование и колебательность.

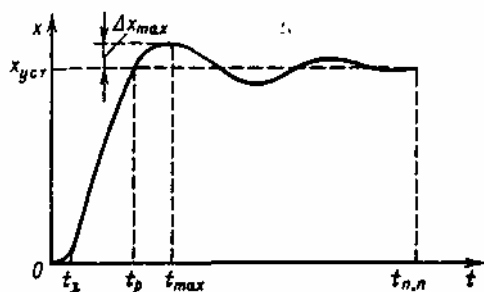


Рис. 6.3. Динамические показатели качества регулирования

Быстродействие определяет быстроту реакции электропривода на изменения воздействий. Главным показателем быстродействия, непосредственно влияющим на производительность ряда механизмов, является время пуска t_n и торможения t_t электропривода.

При автоматическом регулировании координат быстродействие характеризуют показателями переходного процесса отработки скачка задания. На рис.6.3 показан примерный вид такого процесса и указаны показатели быстродействия: время регулирования t_p за которое переменная первый раз достигает установившегося значения

$x_{\text{уст}}$ время первого максимума $t_{\max}$; общее время переходного процесса $t_{\text{п.п.}}$, за которое затухают все его свободные составляющие.

Перерегулирование представляет собой динамическую ошибку и характеризуется максимальным отклонением от $x_{\text{уст}}$ при $t_{\max}$. Как правило, перерегулирование выражают в относительных единицах:

$$\Delta x_{\text{imax}} = \Delta x_{\text{imax}} / x_{\text{уст}},$$

или в процентах $x_{\text{уст}}$. Очевидно, этот динамический показатель должен учитываться при определении динамической точности отработки электроприводом заданных значений координаты.

Колебательность электропривода является фактором, влияющим на точность, динамические нагрузки и качество технологического процесса. Ее общим показателем могут служить значения логарифмических декрементов, соответствующие комплексно-сопряженным корням характеристического уравнения системы. В гл. 4 наименьшее значение из соответствующих системе значений логарифмического декремента уже использовалось для оценки колебательности электро-механических систем. Там же в качестве оценки колебательности был рассмотрен коэффициент

затухания.

Важным показателем регулируемого электропривода является его экономичность. Применение регулируемого электропривода связано с определенными дополнительными первоначальными затратами и эксплуатационными расходами, которые должны окупаться повышением производительности и надежности работы установки, а также улучшением качества продукции. Экономическая эффективность регулируемого электропривода в каждом конкретном случае должна определяться технико-экономическим расчетом, учитывающим все указанные факторы. При сравнении различных способов регулирования ориентировочное суждение о капитальных затратах можно составить, оценивая массогабаритные показатели дополнительного оборудования по его установленной мощности, а эксплуатационные затраты на электроэнергию - КПД, характеризующим потери энергии, и $\cos \phi$, характеризующим реактивную мощность при регулировании.

Для регулируемых электроприводов с вентильными преобразователями, которые вносят искажения в форму потребляемого из сети тока, важным энергетическим показателем служит коэффициент мощности:

$$k_m = k_n \cdot \cos \phi_1$$

где ϕ_1 - сдвиг по фазе между первой гармоникой потребляемого тока и напряжением сети; k_n - коэффициент искажений, характеризующий отношение эффективного значения первой гармоники тока к эффективному значению реальной кривой потребляемого тока, содержащей высшие гармонические.

6.3. Система генератор-двигатель

При рассмотрении свойств электромеханического преобразователя постоянного тока с независимым возбуждением было установлено, что наиболее широкие и благоприятные возможности управления процессами электромеханического преобразования энергии обеспечиваются изменением приложенного к якорной цепи двигателя напряжения u_d . Для того чтобы изменять подведенное к якору напряжение, используют различного вида управляемые преобразователи. До сравнительно недавнего времени для этой цели преимущественно применялись электромашинные преобразователи - генераторы постоянного тока, а основной системой регулируемого электропривода была система Г-Д. В настоящее время в связи с развитием вентильных преобразователей ее применение сокращается, однако она продолжает успешно применяться во многих ответственных промышленных установках.

Принципиальная схема системы Г-Д представлена на рис.6.4,а. Электромашинный преобразовательный агрегат состоит из приводного двигателя ПД, который приводит во вращение ω_r скоростью ω_r генератор постоянного тока Г. К выводам якоря генератора подключен якорь двигателя Д, который приводит во вращение ω скоростью ω исполнительный механизм ИМ. Обмотка возбуждения генератора ОВГ для управления ЭДС генератора E_r подключена к выходу возбудителя ТВ. При необходимости управления полем двигателя Д его обмотка возбуждения ОВД может быть также снабжена индивидуальным управляемым возбудителем. На рисунке для выявления свойств собственно системы Г-Д обмотка возбуждения двигателя показана включенной на номинальное напряжение возбуждения $U_{вном}$ и принимается, что поток двига-

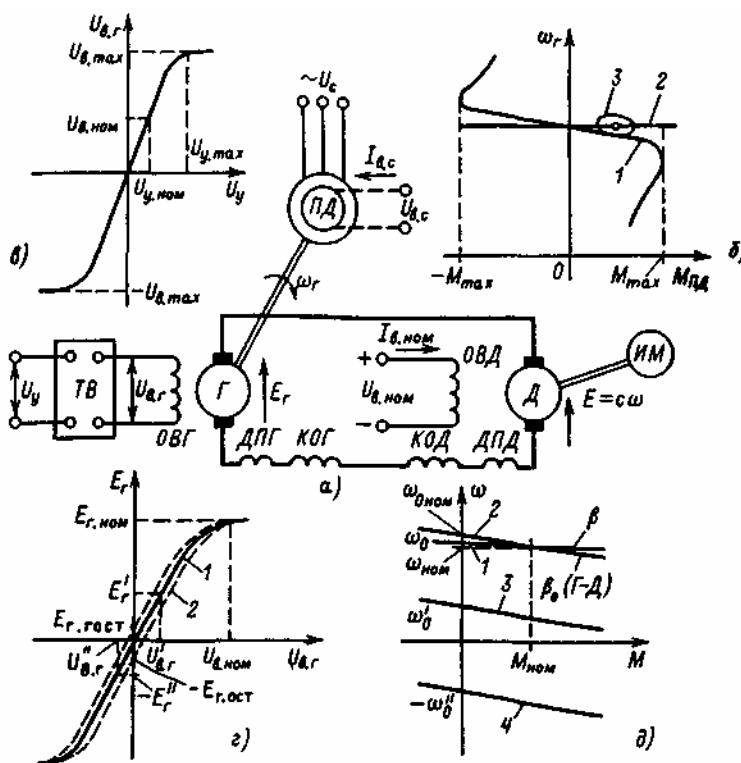


Рис 6 4 Схема (а) и характеристики (б-д) системы Г-Д

теля $\Phi = \Phi_{\text{ном}} = \text{const}$.

Характеристики основных элементов системы Г-Д для наглядности показаны на том же рисунке в непосредственной близости от соответствующих элементов. Рассмотрим с их помощью особенности системы Г-Д как объекта управления.

В качестве приводных двигателей ПД применяются либо асинхронные, либо синхронные двигатели (на рис.6.4,а для случая использования синхронного двигателя штриховой линией показана цепь питания его обмотки возбуждения, ток которой $I_{\text{вс}}$, а напряжение питания $U_{\text{вс}}$). Механическая характеристика 1 (рис.6.4,б) асинхронного двигателя АД обладает конечной статической жесткостью. Поэтому при изменении нагрузки на валу, создаваемой генератором Г при работе электропривода, скорость преобразовательного агрегата в небольших пределах изменяется ($\omega_r = \text{var}$).

При использовании синхронного двигателя его скорость в статических режимах работы при разных нагрузках генератора остается неизменной ($\omega_r = \text{const}$, прямая 2 на рис.6.4,б). Однако и в этом случае в динамических процессах скорость агрегата изменяется из-за ограниченной динамической жесткости механической характеристики синхронного двигателя $\beta_{\text{дин}}$. В качестве примера на рис.6.4,б показана динамическая механическая характеристика 3 для случая установившихся колебаний нагрузки. Эта характеристика показывает, что и при синхронном двигателе в динамических процессах скорость агрегата может изменяться в небольших пределах относительно синхронной скорости двигателя ($\omega_r \neq \omega_{r0}$).

Изменения скорости генератора приводят к изменению его ЭДС, следовательно влияют на работу электропривода. В частности, при асинхронном ПД с ростом нагрузки электропривода в двигательном режиме возрастает тормозной момент генератора и в соответствии с кривой 1 на рис.6.4,б скорость ω_r и ЭДС генератора $E_r = k_1 \Phi_r \omega_r$ постепенно снижаются, что сказывается на скорости двигателя. В мощных электроприводах, для которых и применяется система Г-Д, это снижение составляет 1,5-2% и вызывает примерно такое же снижение скорости электропривода ω в дополнение к другим факторам.

Преимуществами асинхронного приводного двигателя являются его меньшая колебательность, большая простота и надежность. Однако следует учитывать, что благодаря возбуждению постоянным током синхронный двигатель менее критичен к колебаниям напряжения сети, особенно при наличии системы автоматического регулирования тока возбуждения.

Номинальная мощность возбуждения мощных генераторов постоянного тока $P_{\text{в.ном}} = U_{\text{в.ном}} \cdot I_{\text{в.ном}}$ достигает 0,5-1% номинальной мощности генератора, т. е. составляет киловатты и десятки киловатт. Для осуществления автоматического регулирования коэффициент усиления системы Г-Д по мощности недостаточен, поэтому в цепь возбуждения генератора вводятся усилители мощности.

До недавнего времени для этой цели использовались электромашинные и позже магнитные усилители. Последние еще находят применение в ряде серийных электроприводов, выпускаемых в настоящее время. Однако основным видом возбудителей в современных системах Г-Д являются тиристорные и транзисторные преобразователи, обладающие весьма высоким быстродействием и коэффициентом усиления по мощности, составляющим сотни тысяч. Примерная характеристика тиристорного возбудителя $U_{\text{в1}} = f(U_y)$ представлена на рис.6.4,в. При линейной зависимости угла регулирования от U_y ее рабочий участок составляет часть синусоиды, при арккосинусоидальной он линеен. При дальнейшем рассмотрении эта кривая и в первом случае линеаризуется без большой погрешности. С учетом небольшого запаздывания и малых постоянных времени фильтров ($T_{\Sigma} = T_{\text{тв}}$) динамические процессы тиристорного возбудителя ТВ при этом описываются уравнением

$$k_{\text{т.в}} U_y = (1 + T_{\text{т.в}} p) U_{\text{в.г}}, \quad (6.4)$$

где $k_{\text{тв}} = U_{\text{в.г}} / U_y$ - коэффициент усиления тиристорного возбудителя по напряжению.

Следует заметить, что основным видом тиристорного возбудителя в настоящее время является преобразователь с отдельным управлением, в характеристике которого в зоне прерывистых токов проявляется неоднозначность. Однако в связи с большой постоянной времени нагрузки это влияние незначительно и здесь не учтено.

Основной элемент энергетической части системы управления - генератор Г - также обладает

нелинейной и неоднозначной характеристикой $E_r=f(U_{вг})$ при $\omega_r=\text{const}$, которая представлена на рис.6.4,г кривой 1, линейной на основной части при ненасыщенной магнитной цепи. Вследствие гистерезиса в ней проявляется существенная неоднозначность (кривая 2). Учет гистерезиса усложняет анализ динамических процессов, так как каждым изменением возбуждения соответствуют частные петли гистерезиса, лежащие внутри предельной петли 2, соответствующей циклам перемагничивания от $+E_{гном}$ до $-E_{гном}$ и обратно. Для выявления основных динамических свойств системы Г-Д гистерезисом можно пренебречь и для линейного участка характеристики 1 записать

$$k_r U_{вг} = (1 + T_r p) e_r, \quad (6.5)$$

где $k_r=E_r/U_{вг}$ при $\omega_r=\text{const}$; $T_r=L_{вг}/R_{вг}$ - постоянная времени генератора.

Уравнение механической характеристики электропривода, управляемого по системе Г-Д, получим с помощью уравнения электрического равновесия для якорной цепи машин:

$$e_r - e = i_{я} R_{я\Sigma} + L_{я\Sigma} \frac{di_{я}}{dt}, \quad (6.6)$$

где $R_{я\Sigma} = R_{я\Sigma дв} + R_{я\Sigma г}$ - суммарное сопротивление якорной цепи в системе Г-Д (рис.6.4,а);

$$R_{я\Sigma дв} = R_{я,дв} + R_{дпд} + R_{код}; \quad R_{я\Sigma г} = R_{я,г} + R_{дпг} + R_{ког};$$

$L_{я\Sigma} = L_{я\Sigma дв} + L_{я\Sigma г}$ - суммарная индуктивность якорной цепи в системе Г-Д;

$$L_{я\Sigma дв} = L_{я,дв} + L_{дпд} + L_{код}; \quad L_{я\Sigma г} = L_{я,г} + L_{дпг} + L_{ког}.$$

Уравнение (6.6) можно представить в виде

$$c(\omega_0 - \omega) = R_{я\Sigma}(1 + T_{я} p) i_{я}, \quad (6.7)$$

где $c=k \cdot \Phi_{ном}$ - коэффициент ЭДС двигателя; $\omega_0=e_r/c$ - скорость идеального холостого хода в системе Г-Д; $T_{я}=L_{я\Sigma}/R_{я\Sigma}$.

Заменив в (6.7) $i_{я}$ на $M=c i_{я}$, получим уравнение механической характеристики в системе Г-Д:

$$(1 + T_{я} p) M = \beta_c (\omega_0 - \omega), \quad (6.8)$$

где $\beta_c = c^2/R_{я\Sigma}$ - модуль статической жесткости механической характеристики в системе Г-Д.

Сравнивая (6.8) с (3.41), можно установить их полную аналогию по форме. При принятых допущениях механические характеристики двигателя при питании от сети и от индивидуального генератора отличаются только значениями $R_{я\Sigma}$ и $L_{я\Sigma}$, если в качестве управляющего воздействия рассматривать не напряжение u_a , а ЭДС генератора e_r .

На рис.6.4,д представлена естественная механическая характеристика двигателя при питании от сети (прямая 1) и естественная характеристика в системе Г-Д (прямая 2). Так как генератор имеет примерно ту же мощность, что и двигатель, то $R_{я\Sigma дв}=R_{я\Sigma г}$. Соответственно модуль жесткости в системе Г-Д примерно в 2 раза меньше, чем модуль жесткости β при бесконечно мощной сети.

Характеристика 2 соответствует такой ЭДС генератора $E_r=E_{гном}$, при которой двигатель работает в номинальном режиме при $M=M_{ном}$, $\omega=\omega_{ном}$.

Это значение E_1 больше, чем номинальное напряжение двигателя:

$$E_{г.ном} = c \omega_{ном} + I_{ном} R_{я\Sigma дв} + I_{ном} R_{я\Sigma г} = U_{ном} + I_{ном} R_{я\Sigma г}. \quad (6.9)$$

Как следствие, в разомкнутой системе Г-Д скорость идеального холостого хода $\omega_{0ном}=E_{гном}/c$ больше, чем $\omega_0=U_{ном}/c$ при питании от сети.

Изменением ЭДС генератора E_r в системе Г-Д обеспечивается непрерывное плавное управление моментом и скоростью электропривода во всех четырех квадрантах координат механической характеристики при неизменной жесткости $\beta_c=\text{const}$.

В качестве примера на рис.6.4,д показаны две искусственные характеристики 3 и 4, соответствующие значениям $E=E'_r=\text{const}$ и $E=-E''=\text{const}$ на рис.6.4,г.

С помощью уравнений (6.4)-(6.6) и уравнения движения электропривода при $c_{12}=\infty$ в виде

$$i_{я} - \frac{M_c}{c} = \frac{c T_m}{R_{я\Sigma}} p \omega$$

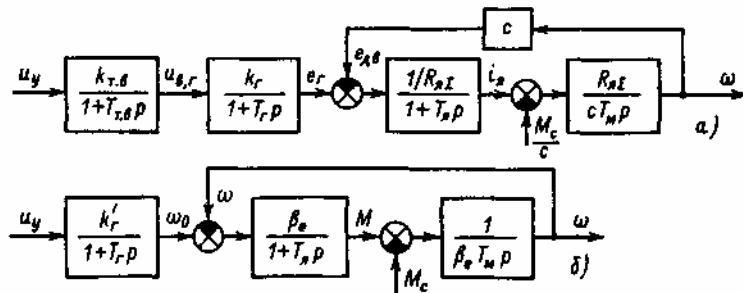


Рис. 6.5 Структурные схемы разомкнутой системы Г-Д

на рис.6.5,а построена структурная схема системы Г-Д. Сравнивая эту схему со схемой на рис.4.7, можно установить, что динамические свойства системы Г-Д по отношению к управляющему воздействию e_r аналогичны рассмотренным в гл. 4. Колебательность электропривода определяется соотношением постоянных времени $m=T_M/T_{я}$, а характер изменения скорости в пере-

ходных процессах задается законом изменения $e_r=f(t)$ аналогично тому, как это было рассмотрено в §4.9 при $u_{я}=f(t)$.

Опираясь на проведенный выше анализ, можно сделать вывод, что если изменять напряжение u_y по закону, обеспечивающему линейное нарастание ЭДС генератора $e_r=\beta t$, то в системе Г-Д $\omega_0=(\beta/c)t=\varepsilon_0 t$ и зависимости момента $M(t)$ и скорости $\omega(t)$ будут иметь при прочих равных условиях тот же характер, что и на рис.4.30.

Отличием структуры системы Г-Д от рассмотренной выше структуры разомкнутой системы является наличие в цепи формирования управляющего воздействия двух инерционных звеньев с постоянными $T_{тв}$ и T_r . Постоянная времени $T_{тв}$ при полупроводниковой системе импульсно-фазового управления тири-сторным возбудителем весьма мала: $T_{тв}=0,01$ с. Постоянная времени цепи возбуждения генератора T_r напротив, весьма велика: $T_r=1\div 3$ с. Поэтому во многих случаях можно без заметной погрешности принять $T_{тв}=0$ и, обозначив $k'_r=k_{тв}k_r/c$, представить структурную схему системы Г-Д, как показано на рис.6.5,б. Рассматривая эту схему, можно заключить, что при изменении управляющего воздействия u_y скачком ЭДС генератора и скорость ω_0 в системе Г-Д изменяются по закону, определяемому переходной функцией инерционного звена с постоянной T_r :

$$\omega_0 = U_y k'_r (1 - e^{-t/T_r}) \quad (6.10)$$

Процессы в электромеханической системе с линейной механической характеристикой при изменении ω_0 по закону (6.10) были рассмотрены также в §4.9 и полностью характеризуют процессы в системе Г-Д при скачке управляющего воздействия. Из (6.10) можно определить начальный темп нарастания управляющего воздействия

$$\varepsilon_{0 \text{ нач}} = (d\omega_0/dt)_{\text{нач}} = U_y k'_r / T_r. \quad (6.11)$$

При данной T_r он определяется приложенным к обмотке возбуждения генератора напряжением $U_{вг}=k_{тв}U_y$ и достигает наибольшего значения при $U_{вг\text{max}}=k_{тв}U_{y\text{max}}$ (см. рис.6.4,в).

Для получения требуемого времени нарастания ЭДС генератора до номинального значения t_b необходимо форсировать процессы возбуждения путем повышения приложенного напряжения. Требуемый коэффициент форсирования $\alpha=U_{вг\text{max}}/U_{вг\text{ном}}$ определяется из соотношения

$$\alpha_{\text{тр}} = 1 / (1 - e^{-t_b/T_r}). \quad (6.12)$$

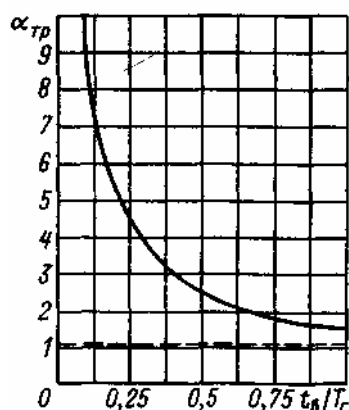


Рис. 6.6 Требуемые значения коэффициента форсировки

Зависимость $\alpha_{\text{тр}}=f(t_b/T_r)$ представлена на рис.6.6. Так как при малых $T_M \ll T_r t_{б} \approx t_n$, где t_n - требуемое время пуска, анализируя (6.12) и рис.6.6, можно заключить, что в системе Г-Д теоретически достижимо любое малое время пуска, однако, при весьма больших коэффициентах форсирования $\alpha_{\text{тр}}$ Так как требуемая мощность возбудителя

$$P_{в \text{ тр}} = \alpha_{\text{тр}} U_{в \text{ ном}} I_{в \text{ ном}} = \alpha_{\text{тр}} P_{в \text{ ном}} \quad (6.13)$$

пропорциональна коэффициенту форсирования, реальное быстроедействие в системе Г-Д ограничивается разумной степенью увеличения мощности возбудителя. При использовании электромашинных и магнитных возбудителей допустимые по этим соображениям значения $\alpha_{\text{max}} < 4$. При возбуждении от полупроводниковых преобразователей в ряде случаев используют в 1,5-2 раза большие значения фор-

сировок, что объясняется более высокими техническими показателями тиристорных и транзисторных возбуждателей.

В заключение оценим экономичность системы Г-Д. Массогабаритные и энергетические показатели ее определяются необходимостью присущего этой системе трехкратного электромеханического преобразования энергии в трех входящих в систему электрических машинах: ПД, Г и Д. Как следствие, установленная мощность машин привода возрастает втрое, и благоприятные регулировочные возможности достигаются ценой существенных дополнительных затрат дефицитной меди, высококачественной стали и труда. Установка вращающегося преобразовательного агрегата требует сооружения специального фундамента, центровки агрегата, тщательной настройки коммутации тока коллектором генератора. Хотя регулирование путем изменения напряжения на якоре не вызывает дополнительных потерь в двигателе Д, преобразование энергии двигателем ПД и генератором Г сопровождается ее потерями и общий КПД системы Г-Д снижается:

$$\eta_{Г-Д} = \eta_{дв} \eta_{Г} \eta_{ПД},$$

где $\eta_{дв}$, $\eta_{Г}$, $\eta_{ПД}$ - соответственно КПД электрических машин Д, Г и ПД.

Достоинствами системы Г-Д являются отсутствие искажений потребляемого из сети тока и относительно небольшое потребление реактивной мощности даже при асинхронном ПД. При применении синхронного двигателя в преобразовательном агрегате путем регулирования тока возбуждения можно обеспечить работу электропривода с $\cos \phi = 1$ или с опережающим $\cos \phi$ для компенсации реактивной мощности, потребляемой другими установками.

В эксплуатации вращающийся преобразовательный агрегат, особенно его подшипники и коллектор генератора требуют внимания и ухода. При надлежащем уходе система Г-Д хорошо зарекомендовала себя в условиях эксплуатации.

6.4. Система тиристорный преобразователь-двигатель

В силу отмеченных выше недостатков электромашиного преобразовательного агрегата на всех этапах развития электропривода много внимания уделялось поиску возможностей замены электромашиных преобразователей статическими вентильными преобразователями. В свое время получила некоторое распространение система управляемый ртутный выпрямитель - двигатель (УРВ-Д). Однако особенности ртутных вентилей - значительное падение напряжения в дуге, большие габариты, сложность эксплуатации, значительная мощность и несовершенство системы сеточного управления - не позволили этой системе успешно конкурировать с системой Г-Д. Эта задача получила успешное решение только после создания полупроводниковых кремниевых вентилей и совершенных систем импульсно-фазового (СИФУ) управления на базе микроэлектроники, которые позволили разработать тиристорные преобразователи с высокими техническими показателями.

Схема системы ТП-Д представлена на рис.6.10,а. Двигатель постоянного тока Д получает питание от тиристорного преобразователя ТП, который преобразует напряжение сети переменного тока U_c в выпрямленное напряжение U_a , приложенное к цепи якоря двигателя. Для сглаживания пульсаций тока в цепь якоря введен сглаживающий реактор Р. Выпрямленное напряжение U_a зависит от угла регулирования α , противоЭДС нагрузки, тока нагрузки, падений напряжения на элементах силовой цепи преобразователя, и внешние характеристики преобразователя $U_{ТП} = U_a = f(I_a, E)$ при $\alpha = \text{const}$ имеют сложный нелинейный вид.

Внешняя характеристика тиристорного преобразователя близка к линейной только при непрерывном токе нагрузки. При этом процессы в цепи выпрямленного тока определяются средними значениями напряжения и тока, что позволяет без большой погрешности представить преобразователь в качестве источника питания с ЭДС E_n и эквивалентным внутренним сопротивлением $R_{п экв}$. Значения E_n в этом режиме однозначно определяются углом регулирования α и при линейной характеристике СИФУ зависимость α показана $E_n = f(U)$ на рис.6.10,б (кривая 1) При замене реальной характеристики линеаризованной как динамическое звено системы электропривода тиристорный преобразователь в режиме непрерывного тока описывается уравнением

$$k_n u_y = (1 + T_n p) e_n, \quad (6.14)$$

где $k_n = E_n / U_y = \text{const}$; T_n - малая постоянная, учитывающая дискретность, запаздывание и на-

личие фильтров в системе фазоим-пульсного управления.

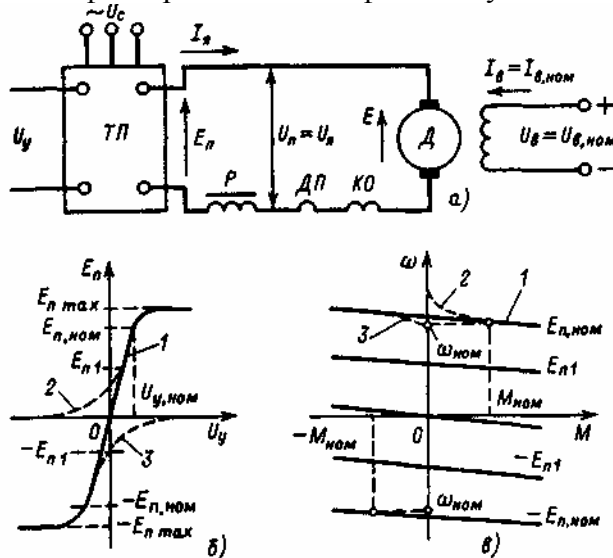


Рис 6.10. Схема (а) и характеристики (б, в) системы ТП-Д

тилей, по которым протекает ток $I_{ном}$.

С помощью (6.15) при $\Phi = \Phi_{ном}$ получим уравнение механической характеристики:

$$(1 + T_{я} p) M = \beta_c (\omega_0 - \omega), \quad (6.16)$$

$$\text{где } \omega_0 = e_n / c; \beta_c = c^2 / R_{я \Sigma}.$$

Следовательно, в режиме непрерывного тока механические характеристики электропривода в системе ТП-Д при принятых допущениях аналогичны системе Г-Д. Статические характеристики, соответствующие (6.16) при $p=0$, показаны на рис 6.10, в.

Реальные статические механические характеристики могут отличаться от представленных на рис.6.10, в. Если в системе используется реверсивный тиристорный преобразователь с совместным согласованным управлением комплектами вентиляй, характеристики могут несколько отличаться в зоне перехода от двигательного режима к режиму рекуперации вследствие неточности согласования характеристик управления комплектами вентиляй (при $U_y=0$, $\alpha > 90^\circ$).

При раздельном управлении комплектами вентиляй в области малых нагрузок ток становится прерывистым, и это существенно меняет характеристики. При $U=0$ и $\alpha=90^\circ$ среднее значение E_n становится не равным нулю и увеличивается по мере уменьшения интервала проводимости. Для $I_a=0$ зависимость $E_n=f(U_y)$ при $p=0$ приобретает вид кривых 2 и 3. В зоне прерывистых токов искажаются и механические характеристики, как показано на рис.6.10, в для естественной характеристики 1 штриховыми линиями 2 и 3.

Наиболее существенные особенности в систему ТП-Д вносит использование нереверсивного тиристорного преобразователя. При этом система является неполноуправляемой, ток якоря может протекать только в одном направлении. Соответственно механические характеристики во втором и третьем квадрантах не существуют.

Учет особенностей, вносимых различными тиристорными преобразователями, при проектировании электропривода имеет важное практическое значение. Ему уделяется главное внимание в курсе «Системы управления электропривода» при изучении свойств и методов построения и расчета различных систем ТП-Д. В данном курсе для выявления общих закономерностей регулируемого электропривода предполагается работа системы ТП-Д при непрерывном токе и используются уравнения (6.14)-(6.16).

Структурные схемы системы ТП-Д, соответствующие этим уравнениям и уравнению движения электропривода при жестких механических связях, представлены на рис.6.11, а и б. При

$$k'_n u_y = (1 + T_n p) \omega_0,$$

составлении схемы на рис.6.11, б уравнение (6.14) представлено в виде

$$k'_n = k_n / c.$$

где

Уравнение электрического равновесия для якорной цепи, записанное в операторной форме, в этом режиме аналогично (6.7) для системы Г-Д:

$$e_n - e = R_{я \Sigma} (1 + T_{я} p) i_{я}, \quad (6.15)$$

где $R_{я \Sigma} = R_{п \Sigma} + R_{я \Sigma \text{дв}}$ - суммарное сопротивление якорной цепи ТП-Д; $R_{п \Sigma} = R_k + R_t + R_p + R_{в \text{ср}}$ - эквивалентное сопротивление преобразователя, $R_k = m X_T / 2\pi$ - сопротивление, учитывающее снижение выпрямленного напряжения из-за процессов коммутации токов вентилями преобразователя; R_t , X_T - приведенные ко вторичной цепи активное и индуктивное сопротивления рассеяния фазы трансформатора; m - число фаз выпрямления; R - сопротивление обмотки сглаживающего реактора P ; R_k - усредненное сопротивление π вен-

Система ТП-Д отличается весьма высоким быстродействием преобразователя. Постоянная времени T_n при полупроводниковой СИФУ не превосходит 0,01 с. Соответственно возможности создания быстродействующих электроприводов при переходе к системе ТП-Д существенно расширяются.

Оценим экономичность системы ТП-Д в сравнении с системой Г-Д. При использовании не-реверсивного преобразователя установленная мощность системы ТП-Д составляет $2P_{дв}$, т.е. меньше, чем для системы Г-Д. Однако при этом система ТП-Д имеет ограниченные технические возможности. В сравнимом варианте использования реверсивного преобразователя установленные мощности систем ТП-Д и Г-Д примерно одинаковы. Однако преимущества статического преобразователя перед вращающимся при этом говорят в пользу системы ТПД.

Важным достоинством системы ТП-Д является ее высокий КПД. Потери энергии в тиристорах при протекании номинального тока составляют 1-2% номинальной мощности привода. Поэтому даже с учетом потерь в реакторе и трансформаторе КПД преобразователя при мощности, составляющей десятки киловатт, достаточно высок.

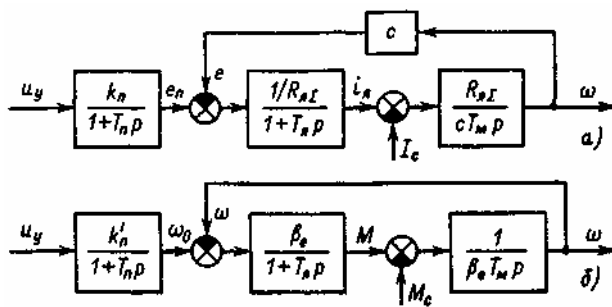


Рис. 6.11 Структурные схемы системы ТП-Д

Недостатками тиристорного преобразователя являются изменяющийся в широких пределах $\cos \phi$, равный примерно $\cos \alpha$, и значительные искажения формы потребляемого из сети тока. Для повышения коэффициента мощности применяют регулируемые фильтрокомпенсирующие устройства. Однако введение этих устройств ухудшает в 1,5-2 раза массогабаритные показатели системы ТП-Д и увеличивает ее стоимость.

6.5. Система преобразователь частоты - асинхронный двигатель

Наиболее простым, дешевым и надежным электрическим двигателем является асинхронный короткозамкнутый двигатель, поэтому его использование в регулируемом электроприводе представляет особый интерес. Как было установлено, возможности регулирования, аналогичные возможностям изменения напряжения на якоре двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, в асинхронном электроприводе обеспечиваются путем изменения частоты напряжения и тока статорной обмотки. Для реализации этих возможностей необходимо осуществлять питание статорной обмотки двигателя от управляемого преобразователя частоты.

Регулирование частоты представляет собой технически более сложную задачу, чем регулирование выпрямленного напряжения, так как, как правило, требует дополнительных ступеней преобразования энергии.

Наибольшее число ступеней преобразования характерно для электромашинных преобразователей частоты. Для регулирования частоты вырабатываемого синхронным генератором напряжения необходимо регулировать его скорость. Для этой цели привод генератора необходимо осуществлять либо по системе Г-Д, либо по системе ТП-Д. Электромашинный преобразователь частоты содержит соответственно два преобразовательных агрегата: асинхронный двигатель, вращающий генератор постоянного тока, и двигатель постоянного тока, вращающий синхронный генератор с регулируемой скоростью. Электропривод с таким преобразователем частоты имеет пять ступеней преобразования энергии, увеличенные примерно в 5 раз массу, габариты и стоимость (по сравнению с нерегулируемым электроприводом), ухудшенный КПД, и его использование экономически нецелесообразно.

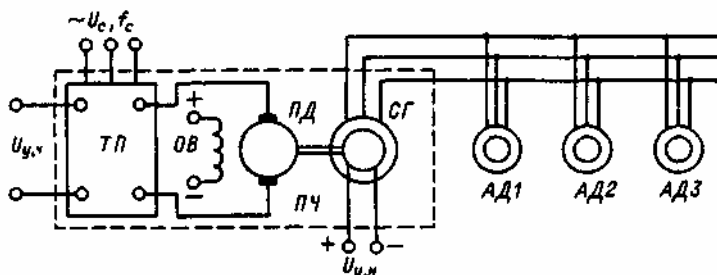


Рис. 6.12. Схема электропривода с электромеханическим преобразователем частоты

использование экономически нецелесообразно.

На рис.6.12 приведена схема вентильно-электромашинного преобразователя частоты, в котором регулирование скорости синхронного генератора производится по системе ТП-Д. Здесь вместо электромашинного агрегата, вырабатывающего регулируемое

напряжение постоянного тока, применен более экономичный тиристорный преобразователь. Однако и в этом случае преобразователь частоты содержит три ступени преобразования энергии, из них две - электромеханического преобразования. Схема непосредственного регулирования скорости по системе ТП-Д проще и дешевле, поэтому применение системы ПЧ-АД, показанной на рис.6.12, может иметь место только в специальных установках, например в случаях, когда двигатель постоянного тока не может быть применен для привода исполнительного механизма по техническим условиям.

В §3.11 было отмечено, что при изменении частоты необходимо регулировать напряжение или ток статорной обмотки асинхронного двигателя. В схеме на рис.6.12 соответственно присутствуют два канала управления: канал управления частотой (U_{yc}), воздействующий на скорость синхронного генератора СГ, и канал управления напряжением, воздействующий на возбуждение СГ (U_{yn}).

Канал регулирования частоты имеет структуру системы ТП-Д (рис.6.12) и обладает значительной инерционностью, обусловленной механической инерцией преобразовательного агрегата ПД-СГ. Канал регулирования напряжения также инерционен в связи с наличием электромагнитной инерции цепи возбуждения синхронного генератора. Поэтому как объект управления представленная на рис.6.12 система обладает неблагоприятными свойствами.

Наименьшим числом ступеней преобразования энергии обладают вентильные преобразователи частоты. Они содержат ступень преобразования переменного тока в постоянный и ступень инвертирования. Эти две ступени в самостоятельном виде присутствуют в преобразователях частоты со звеном постоянного тока. В преобразователе частоты с непосредственной связью функции выпрямления и инвертирования совмещены в реверсивном преобразователе постоянного тока, выпрямленное напряжение или ток которого изменяются с требуемой частотой с помощью системы управления преобразователем. Как следствие, наиболее близкими к системе ТП-Д массогабаритными показателями обладает система ПЧ-АД с преобразователем с непосредственной связью, а система с преобразователями, содержащими ступень постоянного тока, уступает по этим показателям системе ТП-Д. Однако различия по мере совершенствования вентильных преобразователей частоты постепенно сокращаются, и существенные преимущества асинхронного двигателя определяют несомненную перспективность системы ПЧ-АД.

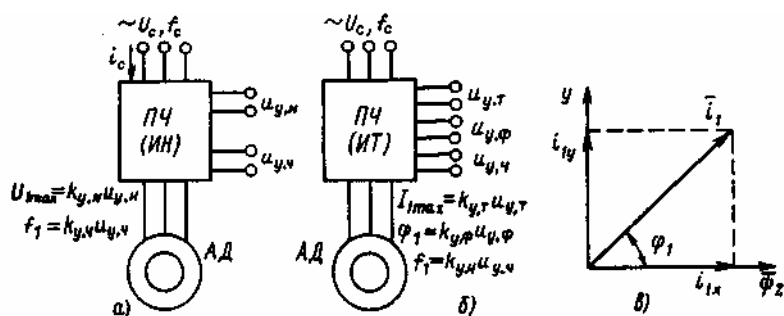


Рис 6.13 Схемы асинхронного электропривода с преобразователями частоты (а, б) и векторная диаграмма (в)

Известно, что вентильные преобразователи частоты могут обладать либо свойствами источника напряжения, либо свойствами источника тока. В первом случае наряду со входом управления частотой $U_{y,c}$ преобразователь имеет вход управления напряжением U_{yn} (рис.6.13,а). В случае инвертора тока регулирование магнитного потока машины при регулировании

частоты осуществляется по входу управления током U_{yt} (рис.6.13,б).

Канал управления частотой может осуществлять либо дискретное, либо непрерывное формирование частоты напряжения и тока. При непрерывном формировании синусоидальных напряжений или токов заданной частоты его можно считать практически безынерционным. Канал управления напряжением или током воздействует на тиристорный преобразователь, и его быстроедействие может оцениваться быстрымдействием этого управляемого преобразователя

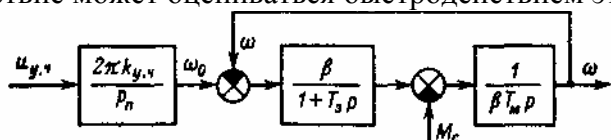


Рис 6.14 Структурная схема линейаризованной системы ПЧ-АД

Как было установлено в §3.12, при таком управлении напряжением в схеме рис.6.13,а или током в схеме рис.6.13,б, которое обеспечивает постоянство потокосцепления $\Psi_1 = \text{const}$, или при постоянстве Ψ_m или Ψ_2 в пределах значений абсолютного скольжения $s_a \leq s_k$ уравнение механи-

ческой характеристики двигателя имеет вид

$$(1 + T_p)M = \beta(\omega_0 - \omega).$$

В системе ПЧ-АД (рис 6.13)

$$\omega_0 = \frac{2\pi k_y}{p_n} u_{yч}.$$

Дополнив эти уравнения уравнением движения электропривода, получим систему уравнений, которой соответствует представленная на рис.6.14 структурная схема системы ПЧ-АД.

Параметры β и T_p в этой структуре должны соответствовать требуемому режиму работы электромеханического преобразователя: $\Psi_1 = \text{const}$, $\Psi_\mu = \text{const}$ или $\Psi_2 = \text{const}$.

Динамические свойства системы ПЧ-АД как объекта управления менее благоприятны, чем динамические свойства регулируемых электроприводов постоянного тока, в связи с отсутствием независимого канала регулирования потока, аналогичного обмотке возбуждения двигателя с независимым возбуждением. Так, при питании от источника напряжения потокосцепления Ψ_1 , Ψ_2 , Ψ_μ сложно зависят от напряжения U_1 частоты f_1 и абсолютного скольжения s_a .

Для поддержания потока на заданном уровне при этих условиях необходимо регулирование его либо по отклонению, либо по принципу компенсации. В последнем случае управление напряжением $u_{yч}$ (рис.6.13,а) или током $u_{yт}$ (рис 6.13,б) реализуется на основе известной взаимосвязи между Ψ_1 , Ψ_μ , Ψ_2 управляющими воздействиями U_1 или I_1 и факторами f_1 и s_a .

Взаимосвязь U_1 и Ψ_1 можно определить с помощью уравнений электрического равновесия, записанных в векторной форме для статического режима в осях x , y , и представить в виде

$$U_1 = \Psi_1 \sqrt{\frac{\omega_{0эл}^2 s_a^2 \left[R_1^2 L_2^2 + \omega_{0эл}^2 (L_1 L_2 - L_{12}^2)^2 \right] + \omega_{0эл}^2 s_a^2 (L_1 L_2 - L_{12}^2)^2 + 2 R_1 R_2' L_{12}^2 \omega_{0эл}^2 s_a + R_2'^2 (R_1^2 + \omega_{0эл}^2 L_1^2)}{L_1^2 R_2'^2}} \quad (6.17a)$$

Зависимость (6.17а) позволяет для текущих значений частоты и абсолютного скольжения определять значения напряжения U_1 которые в статическом режиме работы соответствуют условию $\bar{\Psi}_1 = \text{const}$. Она используется для формирования структуры функционального преобразователя, управляющего напряжением преобразователя частоты в процессе работы электропривода.

В динамических режимах изменениям момента двигателя соответствуют изменения угла между вектором напряжения $\bar{u}_1$ или тока статора $\bar{i}_1$ и вектором намагничивающего тока машины $\bar{i}_\mu$ (см. рис.3.27,в и 3.40,б). При неизменной фазе вектора $\bar{u}_1$ (или $\bar{i}_1$ при питании от источника тока) изменения указанного угла реализуются за счет соответствующих перемещений ротора, и вследствие механической инерции возникают несоответствия, нарушающие выполнение условия $|\bar{\Psi}_1| = \text{const}$. Изменения основного потока машины вызывают проявления электромагнитной инерции, и динамические свойства электропривода как объекта управления существенно ухудшаются. Сравнивая векторные диаграммы на рис.3.27,в и 3.40,б, можно установить, что при частотно-токовом управлении, когда преобразователь частоты обладает свойствам и источника тока $|\bar{i}_1| = \text{const}$, изменения угла между управляющим вектором и вектором намагничивающего тока наиболее значительны. При этом для поддержания постоянства потока в динамике необходимо не только изменять амплитуду, но и корректировать фазу вектора тока статора.

Для определения необходимых для такого управления количественных связей запишем уравнения механической характеристики в осях x , y ($\omega_k = \omega_{0эл}$):

$$0 = i_{2x}' R_2' + \frac{d\Psi_{2x}}{dt} - (\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \Psi_{2y};$$

$$0 = i_{2y}' R_2' + \frac{d\Psi_{2y}}{dt} + (\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \Psi_{2x};$$

Уравнения потокосцепления ротора

$$\Psi_{2x} = L_{12}i_{1x} + L_2 i'_{2x}; \quad \Psi_{2y} = L_{12}i_{1y} + L_2 i'_{2y}.$$

$$M = p_n \frac{L_{12}}{L_2} (\Psi_{2x} i_{1y} - \Psi_{2y} i_{1x}).$$

Поставив цель поддерживать постоянным вектор потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_2$, совместим с его осью X, при этом $\Psi_{2x} = \Psi_{2\max}$, $\Psi_{2y} = 0$, и из уравнений потокосцепления получим

$$i'_{2x} = \frac{\Psi_{2\max} - L_{12}i_{1x}}{L_2}; \quad i'_{2y} = -\frac{L_{12}}{L_2} i_{1y}.$$

Подставляя эти соотношения и значения $d\Psi_{2x}/dt = d\Psi_{2y}/dt = 0$ в уравнения механической характеристики, получаем

$$0 = (\Psi_{2\max} - L_{12}i_{1x}) R'_2 / L_2;$$

$$0 = -R'_2 L_{12} i_{1y} / L_2 + (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \Psi_{2\max};$$

$$M = p_n (L_{12} / L_2) \Psi_{2\max} i_{1y}.$$

Отсюда

$$i_{1x} = \Psi_{2\max} / L_{12}; \quad i_{1y} = \frac{L_2 (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}})}{R'_2 L_{12}} \Psi_{2\max}.$$

Векторная диаграмма, соответствующая полученным соотношениям, приведена на рис.6.13,в. Она показывает, что составляющая i_{1x} вектора тока статора является намагничивающим током и при $\Psi_2 = \text{const}$, $i_{1x} = \text{const}$. Составляющая i_{1y} представляет собой активный ток, которому при $\Psi_2 = \text{const}$ пропорционален момент двигателя. С помощью векторной диаграммы определим искомые соотношения, позволяющие обеспечить условие $\Psi_2 = \text{const}$ в динамических процессах:

$$I_{1\max} = \frac{\Psi_{2\max}}{L_{12}} \sqrt{1 + \frac{L_2^2}{R_2'^2} \omega_{0\text{эл ном}}^2 s_a^2}; \quad (6.176)$$

$$\varphi_1 = \arctg i_{1y} / i_{1x} = \arctg \frac{L_2 \omega_{0\text{эл ном}} s_a}{R'_2}. \quad (6.17в)$$

Следовательно, при частотно-токовом управлении электроприводом система управления преобразователем должна обеспечивать возможность формирования первой гармоники тока статора для поддержания $\Psi_2 = \text{const}$ в соответствии с (6.176) и (6.17в):

$$\bar{i}_1 = I_{1\max} e^{j(\omega_{0\text{эл}} t + \varphi_1)}.$$

Поэтому показанный на рис.6.13,б инвертор тока ПЧ(ИТ) снабжен кроме входов управления амплитудой $u_{\text{УТ}}$ и частотой тока $u_{\text{УЧ}}$ также входом управления фазой тока $u_{\text{УФ}}$. Уравнение механической характеристики при $\Psi_2 = \text{const}$

$$M = \beta (\omega_0 - \omega), \quad (6.17г)$$

$$\text{где } \beta = p_n^2 \Psi_{2\max}^2 / R'_2.$$

При идеальном поддержании $\Psi_2 = \text{const}$ электромагнитная постоянная T_e в структуре на рис.6.14 равна нулю. Однако практически в связи с неточностями компенсации возможные проявления электромагнитной инерции следует учитывать малой некомпенсируемой постоянной T_3 .

Значение T_3 при $\Psi_1 = \text{const}$ определяется по (3.89). Этим же соотношением можно пользоваться при $\Psi_m = \text{const}$, подставляя вместо x_k значение x'_2 .

Однако следует отметить, что внимания заслуживают и такие законы управления, которые обеспечивают снижение потерь энергии, выделяющихся в двигателе. В частности, управление, близкое к оптимальному по критерию минимума потерь, осуществляется при поддержании абсолютного скольжения, равного критическому при всех нагрузках: $s_a = s_k = \text{const}$. Этому условию при каждом моменте M соответствуют наименьшие значения тока статора $I_1 = I_{1\min}$ при $M = \text{const}$.

При использовании такого управления следует учитывать, что при уменьшении нагрузки от $M_{\text{ном}}$ до 0 снижение потерь достигается из-за уменьшения тока намагничивания I_{μ} , т. е. потока машины Φ_{μ} . А это означает, что при управлении при $s_a = s_k = \text{const}$ основной поток изменяется в широких пределах, что приводит к сильному влиянию электромагнитной инерции, существенно снижающему быстродействие при регулировании координат.

Коэффициент полезного действия системы ПЧ-АД с вентильным преобразователем несколько ниже, чем в системе ТП-Д, если имеется звено постоянного тока, так как при этом преобразование напряжения и тока осуществляется дважды.

Однако и в этом случае в связи с малыми потерями энергии в тиристорах он остается достаточно высоким.

Коэффициент мощности в этой системе близок к значению коэффициента мощности в системе ТП-Д, если в качестве звена постоянного тока используется тиристорный преобразователь. Он достаточно высок только в системах с неуправляемым выпрямителем, однако при этом отсутствует возможность рекуперации энергии в сеть в тормозных режимах электропривода. Использование режимов рекуперации энергии может существенно снижать потребление энергии установкой за цикл работы, поэтому при сравнении вариантов системы этот фактор необходимо учитывать.

6.6. Обобщенная система управляемый преобразователь-двигатель

В курсе «Теория электропривода» изучаются наиболее общие закономерности, свойственные разомкнутым и замкнутым системам электропривода, поэтому в предшествующем изложении при изучении особенностей отдельных видов электромеханических преобразователей значительное внимание было уделено установлению общности процессов электромеханического преобразования энергии в различных двигателях и в §4.3 введено понятие обобщенной разомкнутой электромеханической системы с линейной механической характеристикой. Это позволило выполнить в гл. 4 анализ динамики разомкнутых систем в обобщенном виде, проиллюстрировав частные проявления общих свойств в конкретных электроприводах примерами расчета.

Проведенный в данной главе анализ особенностей основных разновидностей регулируемого электропривода - систем Г-Д, ТП-Д и ПЧ-АД - также дает основания для обобщений. Сравнивая структурные схемы этих систем, которые ранее были приведены на рис.6.5,б, 6.11,б и 6.14, можно установить их принципиальную аналогию в пределах принятых допущений. Опираясь на эту аналогию, можно с учетом упругих механических связей в системе электропривода записать следующую систему дифференциальных уравнений для обобщенной системы управляемый преобразователь - двигатель (УП-Д):

$$\left. \begin{aligned} k'_n u_y &= (1 + T_n p) \omega_0; \\ (1 + T_3 p) M &= \beta_e (\omega_0 - \omega_1); \\ M - M_{12} - M_{c1} &= \beta_e T_{m1} p \omega_1; \\ M_{12} - M_{c2} &= \beta_e T_{m2} p \omega_2; \\ p M_{12} &= c_{12} (\omega_1 - \omega_2), \end{aligned} \right\} \quad (6.18)$$

$$\text{где } T_{m1} = J_1 / \beta_e; \quad T_{m2} = J_2 / \beta_e = (\gamma - 1) T_{m1}.$$

Для системы Г-Д

$$T_n = T_r; \quad T_3 = T_r; \quad \beta_e = c^2 / R_{\Sigma}.$$

Для системы ТП-Д

$$T_n = T_{r,n}; \quad T_3 = T_r; \quad \beta_e = c^2 / R_{\Sigma}.$$

Для системы ПЧ-АД

$$T_n \approx 0; \quad T_3 = 1 / \omega_{0\text{эл.ном}} s_k; \quad \beta_e = 2 M_k / \omega_{0\text{ном}} s_k.$$

Структурная схема обобщенной системы УП-Д, соответствующая (6.18), представлена на рис.6.15,а. В пределах принятых допущений эта структура в дальнейшем используется для анализа наиболее общих закономерностей, характерных для регулирования основных координат электропривода. Из приведенных пояснений к формуле (6.18) вытекает, что специфика конкрет-

ных систем при рассмотрении свойств системы УП-Д отражается в значениях обобщенных параметров и их связи с конкретными параметрами машин.

Структурная схема системы УП-Д, приведенная на рис.6.15,а, может использоваться при анализе влияния обратных связей на динамику упругих электромеханических систем. Для анализа общих возможностей и свойств электропривода при регулировании тока, момента, скорости и положения в дальнейшем используется обобщенная структура электропривода по системе УП-Д при жестких механических связях ($c_{12}=\infty$), представленная на рис.6.15,б.

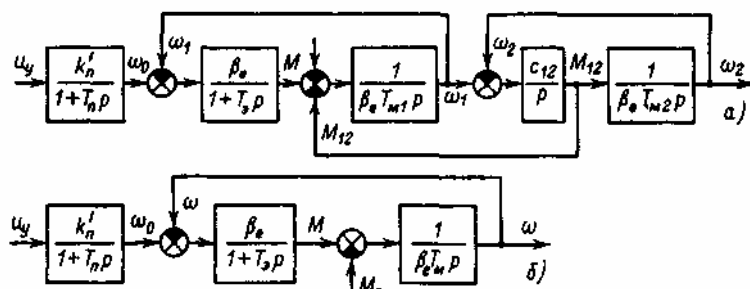


Рис 6.15 Структурные схемы обобщенной системы ПЧ-АД

6.7. Связь показателей регулирования с ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования

Математические методы теории автоматического управления являются основой для синтеза замкнутых систем регулируемого электропривода с заданными статическими и динамическими показателями. Наиболее общие и широко используемые на практике представления о возможностях реализации заданных показателей регулирования дает известная из курса теории управления связь основных показателей с ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования.

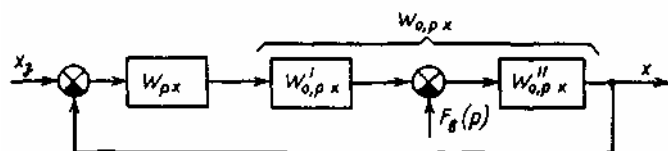


Рис 6.16 Структурная схема замкнутого контура регулирования

$F_H(p)=0$] имеет вид

$$W_{раз x} = W_{px} W_{opx} = W_{px} W'_{opx} W''_{opx},$$

где W_{px} и W_{opx} - передаточные функции соответственно регулятора величины x и объекта регулирования; W''_{opx} - передаточная функция объекта регулирования по возмущающему воздействию F_B .

Если для рассматриваемого контура регулирования определить передаточные функции ошибки по управлению x_2 и по возмущению F_B то с их помощью можно получить известное из теории управления изображение суммарной ошибки замкнутого контура регулирования:

$$\Delta x_{\Sigma}(p) = \frac{x_2(p) + F_B(p) W''_{opx}(p)}{1 + W_{раз x}(p)}. \quad (6.19)$$

Пусть в общем случае передаточная функция разомкнутого контура регулирования имеет вид

$$W_{раз x} = \frac{k \prod_{j=1}^n (1 + T_j p)}{p^v \prod_{i=1}^m (1 + T_i p)},$$

где v - порядок астатизма контура; m, n - число последовательно включенных соответственно инерционных и форсирующих звеньев; k - коэффициент усиления разомкнутого контура.

Для того чтобы после замыкания контура отрицательной обратной связью по регулируемой координате обеспечивались требуемая точность и динамические показатели качества регулирования, ЛАЧХ разомкнутого контура должна иметь вполне определенный вид и параметры. Общая форма желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура представлена на рис.6.17.

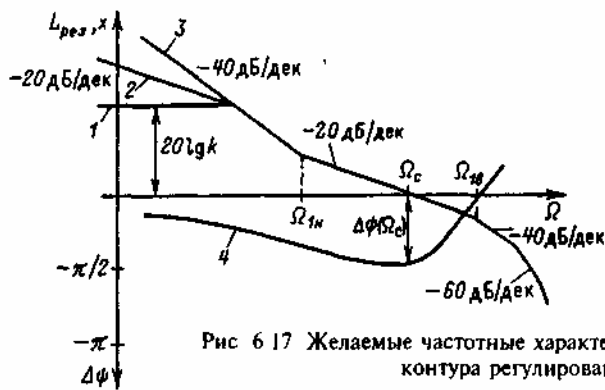


Рис 6.17 Желаемые частотные характеристики разомкнутого контура регулирования

Чтобы удовлетворить требованиям, предъявляемым к электроприводу в отношении точности регулирования координаты, необходимо сформировать низкочастотную область характеристики определенного вида. Эта область определяется коэффициентом k и порядком астатизма системы v . Если $v=0$, т. е. в разомкнутом контуре регулирования отсутствуют интегрирующие звенья, система является статической системой регулирования, при этом статическая ошибка регулирования определяется в соответствии с (6.19) коэффициентом усиления контура k . Для получения требуемой точности необходимо предусмотреть коэффициент усиления, отвечающий условию

$$k \geq x_{3 \max} / \Delta x_{\text{доп}},$$

где $x_{3 \max}$ - заданное значение переменной; $\Delta x_{\text{доп}}$ - допустимая ошибка регулирования.

Если требуется исключить статическую ошибку по заданию, необходимо, чтобы в контуре был интегрирующий элемент ($v=1$), при этом будет иметься динамическая ошибка, возникающая при изменениях задания. Увеличение порядка астатизма ($v=2$) повышает при надлежащем коэффициенте усиления k динамическую точность регулирования.

Низкочастотная часть желаемой ЛАЧХ, соответствующая $v=0, 1, 2$, представлена на рис.6.17 в виде отрезков прямых 1-3. Нетрудно видеть, что повышение порядка астатизма увеличивает значения комплексного коэффициента усиления в низкочастотной части и динамическая точность регулирования возрастает тем в большей степени, чем в более широком диапазоне частот обеспечивается повышение амплитуд.

Динамические показатели качества регулирования определяются главным образом средне-частотной асимптотой ЛАЧХ $L_{\text{раз } x}$.

Для получения достаточного запаса устойчивости необходимо, чтобы в районе частоты среза Ω_c был достаточно протяженный участок с наклоном -20 дБ/дек. Чем шире этот участок, тем выше на частоте среза запас по фазе $\Delta\psi(\Omega_c) = -\pi - \Psi(\Omega_c)$, где $\Psi(\Omega)$ - ФЧХ контура. Зависимость $\Delta\psi(\Omega)$ показана на рис.6.17 (кривая 4).

От запаса по фазе на частоте среза зависят колебательность и перерегулирование (см. рис.6.3):

$$\Delta x_{1 \max} = x_{\text{уст}} [1 - \sin \Delta\psi(\Omega_c)]. \quad (6.20)$$

Частота среза определяет быстродействие контура регулирования. С ней связано время регулирования

$$t_p \approx (1,5 + 2,0) / \Omega_c, \quad (6.21)$$

а также время максимума перерегулирования

$$t_{\max} \approx \pi / \Omega_c. \quad (6.22)$$

Ближайшая нижняя частота сопряжения $\Omega_{1н}$ влияет на перерегулирование: по мере приближения $\Omega_{1н}$ к частоте среза запас по фазе $\Delta\psi(\Omega_c)$ уменьшается и перерегулирование возрастает. Ближайшая к частоте среза верхняя частота сопряжения $\Omega_{1в}$ и вся высокочастотная часть ЛАЧХ $L_{\text{раз } x}$ сказывается на начальном участке переходного процесса.

Чем ближе частоты сопряжения этой области к частоте среза и чем выше наклон удаленной асимптоты, тем больше показанный на рис.6.3 участок запаздывания движения t_3 .

Таким образом, требования к точности и динамическим показателям электропривода при регулировании определенной переменной позволяют конкретизировать количественные характеристики желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура. При известной ЛАЧХ объекта регулирования переменной x $L_{\text{орх}}$ желаемая ЛАЧХ разомкнутого контура $L_{\text{раз } x}$ позволяет определить требуемую

ЛАЧХ регулятора, вводимого в контур регулирования:

$$L_{p\ x}(\Omega) = L_{раз\ x}(\Omega) - L_{о\ p\ x}(\Omega). \quad (6.23)$$

Далее решается техническая задача подбора удобной схемы регулятора и определения его параметров, исходя из (6.23). Этот путь синтеза универсален и позволяет наиболее полно учесть весь комплекс предъявляемых к электроприводу требований в отношении как точности регулирования, так и его динамических показателей в наиболее сложных случаях.

Однако при проектировании электроприводов массового применения, при создании унифицированных систем электропривода широкого назначения этот путь сложен и не обеспечивает достаточной конкретности получаемых динамических свойств регулируемого электропривода.

Для случаев, когда в основу синтеза могут быть положены динамические показатели, в теории электропривода разработан инженерный метод последовательной коррекции с использованием подчиненных контуров регулирования.

Этот метод позволяет получить вполне определенные динамические свойства регулируемого электропривода, соответствующие конкретным так называемым стандартным настройкам контуров регулирования.

6.8. Стандартные настройки регулируемого электропривода

При последовательной коррекции структурная схема контура регулирования переменной x может быть представлена, как показано на рис.6.16, состоящей из регулятора с передаточной функцией $W_{p\ x}$ и объекта регулирования с передаточной функцией $W_{о\ p\ x}$. Передаточная функция разомкнутого контура

$$W_{раз\ x} = W_{p\ x} W_{о\ p\ x}. \quad (6.24)$$

Примем, что передаточная функция объекта регулирования имеет вид

$$W_{о\ p\ x} = \frac{k_1 k_2 \dots k_n e^{-\tau_n p}}{\prod_{i=1}^m (1 + T_i p)}, \quad (6.25)$$

где τ_n - постоянное запаздывание; T_i - постоянные времени элементов объекта регулирования, расположенные в порядке убывания по значению.

Предположим, что передаточная функция регулятора реализована в виде

$$W_{p\ x} = \frac{\prod_{j=1}^l (1 + T_j p)}{k'_1 k'_2 \dots k'_n T_0 p}, \quad (6.26)$$

где λ - число больших и средних постоянных времени. Тогда передаточная функция разомкнутого контура

$$W_{раз\ x} = \frac{k_1 k_2 \dots k_n e^{-\tau_n p} \prod_{j=1}^l (1 + T_j p)}{k'_1 k'_2 \dots k'_n T_0 p \prod_{i=1}^m (1 + T_i p)} \quad (6.27)$$

Полученное выражение свидетельствует о том, что формированием передаточной функции регулятора можно направленно видоизменять передаточную функцию разомкнутого контура. Действительно, при $k_1=k'_1$, $k_2=k'_2$, ..., $k_n=k'_n$ и $T_j=T_i$ исходная передаточная функция существенно видоизменяется:

$$W_{раз\ x} = \frac{e^{-\tau_n p}}{T_0 p \prod_{j=l+1}^m (1 + T_j p)}. \quad (6.28)$$

В ней введением регулятора с передаточной функцией (6.26) и подбором его параметров исключено λ инерционных звеньев, обладающих большими и средними T_i , сокращено n частных коэффициентов и введено интегрирующее звено.

Исключение из передаточной функции разомкнутого контура звеньев с большими и средними постоянными времени открывает возможности повышения быстродействия контура регу-

лирования. Эта операция реальные физические инерционные звенья из контура, разумеется, не исключает. Однако их действие, замедляющее протекание переходных процессов, компенсируется действием соответствующих форсирующих звеньев, содержащихся в регуляторе, ускоряющих в требуемой степени реакцию системы.

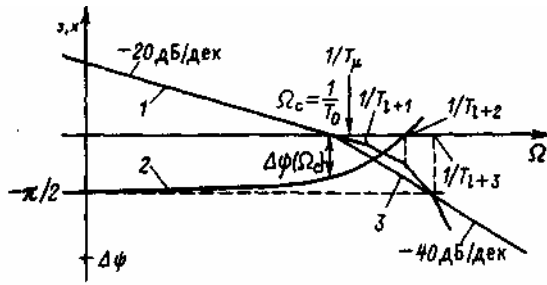


Рис 6.18 Частотные характеристики контура регулирования при последовательной коррекции

инерционных элементов контура.

Пытаться компенсировать весьма малые постоянные времени звеньев контура нецелесообразно, так как технические трудности компенсации быстро возрастают при уменьшении значений постоянных времени, а влияние на быстродействие привода соответственно убывает. Особые трудности представляет компенсация дискретности и малого запаздывания τ_n ряда быстродействующих преобразователей. Как следствие, в (6.28) остались некомпенсированными несколько $(m-\lambda)$ малых постоянных T_i и постоянная τ_n . Достоинством (6.28) является возможность выбора требуемого значения постоянной T_0 . Этот выбор и определяет настройку контура регулирования. Если выбрать T_0 из условия $T_0 > T_{i+1}$ где T_{i+1} , как было принято, является наибольшей из оставшихся некомпенсированными постоянных T_i , то можно представить частотные характеристики (6.28), как показано на рис.6.18 Низко- и среднечастотная асимптота ЛАЧХ имеет наклон -20 дБ/дек (прямая 1), а запас по фазе на частоте среза $\Delta\psi(\Omega_c)$, определяемый по кривой 2, зависит от степени удаленности частоты среза $1/T_0$ от ближайшей частоты сопряжения $1/T_{i+1}$. С учетом постоянной запаздывания τ_n , влияние которой в кривой 2 проявляется, запас по фазе на частоте среза составит:

$$\Delta\psi(\Omega_c) = -\pi + \frac{\pi}{2} + \tau_n \Omega_c + \sum_{i=1}^m \arctg T_i \Omega_c. \quad (6.29)$$

Углы $\Delta\psi(\Omega_c)$ в (6.29) невелики, так как на соответствующих частотах сопряжения $\arctg T_i \Omega_c = \arctg 1 = \pi/4$. Так как $T_0 > T_{i+1}$, $\arctg T_i \Omega_c < \pi/4$ и приближенно можно принять $\arctg T_i \Omega_c \approx T_i \Omega_c$.

Следовательно,

$$\Delta\psi(\Omega_c) \approx -\pi/2 + \tau_n \Omega_c + \sum_{i=1}^m T_i \Omega_c = -\pi/2 + T_\mu \Omega_c, \quad (6.30)$$

где $T_\mu = \tau_n + \sum_{i=1}^m T_i$ - суммарная некомпенсированная постоянная контура регулирования, эквивалентная по потере запаса по фазе на частоте среза всем его реальным некомпенсированным инерционностям.

С учетом (6.30) передаточную функцию (6.28) можно с достаточной точностью представить в виде

$$W_{paz} = \frac{1}{T_0 p (T_\mu p + 1)}. \quad (6.31)$$

Соответствующая (6.31) ЛАЧХ контура регулирования в области низких и средних частот совпадает с прямой 1 (рис.6.18), а в области высоких частот представляется асимптотой 3, имеющей наклон -40 дБ/дек. Частота сопряжения для этой асимптоты $1/T_\mu$ расположена ближе к частоте среза, чем и учитывается определяемое (6.29) влияние всех малых постоянных на динамические свойства контура регулирования.

Таким образом, доказано, что при выполнении определенных условий свойства контура регулирования с приемлемой для инженерной практики точностью при последовательной коррекции определяются передаточной функцией (6.31), имеющей второй порядок.

Введение интегрирующего звена, которое в $W_{орл}$ отсутствовало, обеспечивает повышение точности регулирования, так как контур приобретает астатизм первого порядка ($v=1$). Положительным изменением является и исключение частных коэффициентов $k_1, k_2, \dots, k_n$ контура регулирования, благодаря которому все показатели регулирования определяются обобщенным фактором - соотношением постоянных времени

При этом передаточная функция замкнутого контура регулирования будет иметь вид

$$W_{замк} = \frac{1}{T_0 p (T_\mu p + 1) + 1},$$

а корни характеристического уравнения равны:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_\mu} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_\mu^2} - \frac{1}{T_0 T_\mu}} = \frac{1}{T_0} \left(-\frac{a}{2} \pm \sqrt{\frac{a^2}{4} - a} \right).$$

где $a = T_0/T_\mu$ - соотношение постоянных контура регулирования. При $a < 4$ движение электропривода в переходном процессе при скачке задания и нулевых начальных условиях определяется следующим уравнением:

$$x(t) = x_1 \left[1 - e^{-t/2T_\mu} \left(\cos \frac{\sqrt{4a - a^2}}{2aT_\mu} t + \frac{a}{\sqrt{4a - a^2}} \sin \frac{\sqrt{4a - a^2}}{2aT_\mu} t \right) \right]. \quad (6.32)$$

Суммарная некомпенсируемая постоянная T_μ полностью определяет быстродействие электропривода по показателю общего времени переходного процесса $t_{\text{пер}}$. В соответствии с (6.32) свободные составляющие переходного процесса затухают в течение времени

$$t_{\text{пер}} = (3 \div 4) 2T_\mu = (6 \div 8) T_\mu. \quad (6.33)$$

Колебательность электропривода аналогично разомкнутой линеаризованной системе определяется соотношением постоянных контура a ; этот же показатель определяет перерегулирование. Следовательно, подбором соотношения постоянных a можно обеспечить требуемые динамические показатели при быстродействии, ограниченном уровнем суммарной некомпенсированной постоянной времени T_μ .

Изложенное составляет основу широко используемого в практике электропривода инженерного метода синтеза контуров регулирования координат электропривода. Задавшись требуемым соотношением постоянных a и определив по (6.30) T_μ , можно записать желаемую передаточную функцию разомкнутого контура:

$$W_{разк} = \frac{1}{aT_\mu p (T_\mu p + 1)}, \quad (6.34)$$

передаточная функция объекта регулирования имеет вид:

$$W_{о.р.х} = \frac{k_1 k_2 \dots k_n}{(T_\mu p + 1) \prod_{i=1}^l (T_i p + 1)}. \quad (6.35)$$

Передаточная функция регулятора в соответствии с (6.24) определяется так:

$$W_{р.х} = \frac{W_{разк}}{W_{о.р.х}} = \frac{\prod_{i=1}^l (T_i p + 1)}{k_1 k_2 \dots k_n a T_\mu p}. \quad (6.36)$$

Рассматривая (6.36), можно убедиться, что передаточная функция регулятора по мере увеличения числа компенсируемых постоянных λ усложняется. При $\lambda=0$ (все T_i малы) она принимает вид

$$W_{р.х} = 1/T_\mu p, \quad (6.37)$$

где $T_\mu = (k_1 k_2 \dots k_n) a T_\mu$.

В этом случае регулятор представляет собой интегратор с постоянной интегрирования T_μ (И-регулятор). При $\lambda=1$

$$W_{р.х} = \frac{T_1 p + 1}{T_\mu p} = \frac{T_1}{T_\mu} + \frac{1}{T_\mu p}, \quad (6.38)$$

т.е. требуется пропорционально-интегральный регулятор (ПИ-регулятор). При $\lambda=2$ необходим пропорциональный интегро-дифференциальный регулятор (ПИД-регулятор) и с дальнейшим увеличением λ в его передаточной функции требуется двукратное и большей кратности дифференцирование входного сигнала.

Исходя из требования необходимой помехозащищенности контура, допускают лишь однократное дифференцирование сигнала, т. е. компенсируют не больше двух больших и средних постоянных времени. Если в контуре регулирования координаты x имеется больше двух подлежащих компенсации больших и средних постоянных T_i , прибегают к введению подчиненных контуров регулирования. Допустим, необходимо регулировать выходную переменную x_3 электропривода, структурная схема которого показана на рис.6.19, причем по условиям помехозащищенности желательно применять регуляторы не сложнее ПИ-регулятора. Эту задачу можно решить, если ввести вспомогательные контуры регулирования таким образом, чтобы в каждом контуре оказалась только одна из подлежащих компенсации постоянных $T_1 \div T_3$.

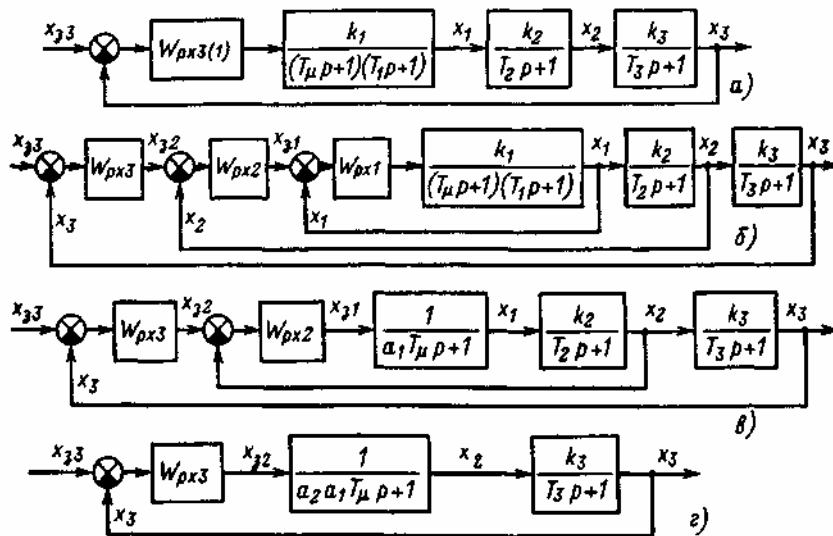


Рис 6 19 Введение подчиненных контуров регулирования

В структуре на рис.6.19,а в контуре регулирования x_3 требуется, чтобы имела компенсация трех больших и средних постоянных T_1, T_2, T_3 и регулятор $W_{px3(1)}$ при одноконтурной системе в передаточной функции содержал бы дифференцирующую составляющую второго порядка В соответствии с (6.36) при этом

$$W_{px3(1)} = \frac{T_1 T_2 T_3}{T_n} p^2 + \frac{T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3}{T_n} p + \frac{T_1 + T_2 + T_3}{T_n} + \frac{1}{T_n p}.$$

Рассмотрим, как повлияет на регулирование координаты x_3 введение двух вспомогательных контуров регулирования переменных x_1 и x_2 (рис.6.19,б) Для этого вначале определим передаточную функцию регулятора внутреннего контура регулирования переменной x_1 пользуясь изложенным методом.

Для первого контура желаемая передаточная функция

$$W_{раз x1} = \frac{1}{a_1 T_n p (T_n p + 1)}. \quad (6.39)$$

Передаточная функция объекта регулирования переменной x_1

$$W_{об x1} = \frac{k_1}{(T_n p + 1)(T_1 p + 1)}. \quad (6.40)$$

Определяем передаточную функцию регулятора:

$$W_{px1} = \frac{T_1 p + 1}{k_1 a_1 T_n p} = \frac{T_1}{T_{n1}} + \frac{1}{T_{n1} p}, \quad (6.41)$$

где $T_{n1} = k_1 a_1 T_n$

Как и требовалось, получен ПИ-регулятор. Передаточная функция замкнутого первого контура

$$W_{зам x1} = \frac{1}{a_1 T_n p (T_n p + 1) + 1}. \quad (6.42)$$

С учетом (6.42) передаточная функция объекта регулирования переменной x_2 принимает вид

$$W_{об x2} = W_{зам x1} \frac{k_2}{T_2 p + 1} = \frac{1}{a_1 T_n p (T_n p + 1) + 1} \frac{k_2}{T_2 p + 1} \quad (6.43)$$

Если выбрать a_1 таким образом, чтобы внутренний контур представлял собой высокочастотное звено, (6.43) можно существенно упростить. Выполненные расчеты и практика настройки регулируемых электроприводов показывают, что без большой погрешности для оценки

качества регулирования в знаменателе (6.42) при переходе к (6.43) можно отбросить член второго порядка, при этом

$$W_{орх2} \approx \frac{1}{a_1 T_\mu p + 1} \frac{k_2}{T_2 p + 1}. \quad (6.44)$$

Объект регулирования переменной x_2 наглядно представлен на рис.6.19,в. Здесь показано, что в результате введения первого контура из второго контура регулирования исключена большая постоянная T_1 , а оценка некомпенсированных инерционностей второго контура принимает значение $T_{\mu2}=a_1 T_\mu$. Соответственно желаемая передаточная функция для второго контура запишется в виде

$$W_{разх2} = \frac{1}{a_2 T_{\mu2} p (T_{\mu2} p + 1)} = \frac{1}{a_2 a_1 T_\mu p (a_1 T_\mu p + 1)}. \quad (6.45)$$

передаточная функция регулятора x_2 получается путем деления (6.45) на (6.44):

$$W_{рх2} = \frac{T_2 p + 1}{k_2 a_2 a_1 T_\mu p} = \frac{T_2}{T_{\mu2}} + \frac{1}{T_{\mu2} p}, \quad (6.46)$$

где $T_{\mu2}=k_2 a_2 a_1 T_\mu$. Вновь получена передаточная функция ПИ-регулятора. Передаточная функция замкнутого второго контура

$$W_{замх2} = \frac{1}{a_2 a_1 T_\mu p (a_1 T_\mu p + 1) + 1}. \quad (6.47)$$

Выбором a_2 и здесь обеспечиваются свойства высокодемпфированного колебательного звена, что при переходе к регулированию основной координаты x_3 позволяет представить передаточную функцию объекта регулирования в упрощенном виде:

$$W_{орх3} = W_{замх2} \frac{k_3}{T_3 p + 1} \approx \frac{1}{a_2 a_1 T_\mu p + 1} \frac{k_3}{T_3 p + 1}. \quad (6.48)$$

Структурная схема внешнего контура регулирования переменной x_3 при введении двух вспомогательных контуров регулирования, как показано на рис.6.19,г, претерпевает существенные изменения. Сравнивая рис.6.19,г с рис.6.19,а, можно установить, что в результате введения контуров регулирования x_1 и x_2 на динамику внешнего контура в пределах линейности системы исключено влияние больших постоянных времени T_1 и T_2 . Однако при этом изменилась суммарная некомпенсированная инерционность контура, оценка которой составляет $T_{\mu3}=a_2 a_1 T_\mu$. Желаемая передаточная функция при этом запишется в виде

$$W_{разх3} = \frac{1}{a_3 a_2 a_1 T_\mu p (a_1 a_2 T_\mu p + 1)}. \quad (6.49)$$

Передаточная функция регулятора x_3

$$W_{рх3} = \frac{T_3 p + 1}{k_3 a_3 a_2 a_1 T_\mu p} = \frac{T_3}{T_{\mu3}} + \frac{1}{T_{\mu3} p}, \quad (6.50)$$

где $T_{\mu3}=k_3 a_3 a_2 a_1 T_\mu$ - постоянная времени ПИ-регулятора переменной x_3 . При принимавшихся по мере решения задачи допущениях передаточная функция замкнутого внешнего контура регулирования приближенно соответствует колебательному звену второго порядка:

$$W_{замх3} = \frac{1}{a_3 a_2 a_1 T_\mu p (a_1 a_2 T_\mu p + 1) + 1}. \quad (6.51)$$

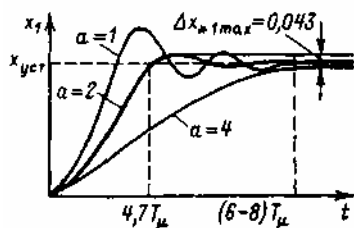


Рис 6.20 Графики переходных процессов при различных a ,

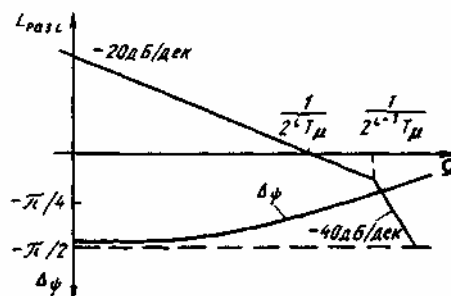


Рис 6.21 Частотные характеристики при настройке на технический оптимум

Из изложенного следует, что введение вспомогательных контуров регулирования имеет целью формирование благоприятной для последовательной коррекции передаточной функции объекта регулирования (рис.6.19,г). Вспомогательные контуры называют подчиненными контурами регулирования, а

структура на рис.6.19,б представляет собой структуру подчиненного регулирования координат электропривода. Динамические показатели качества регулирования каждой переменной определяются соотношением постоянных a_i . На рис.6.20 представлен ряд зависимостей $x_1=f(t)$ при различных значениях a_1 . Если $a_1=4$, переходный процесс имеет апериодический характер, а время регулирования $t=t_{\text{уп}}=(6\div 8)T_{\mu}$. Уменьшение a_1 до $a_1=2$ явно увеличивает колебательность, появляется перерегулирование, при этом время регулирования уменьшается. Дальнейшее уменьшение a , влечет за собой быстрое возрастание колебательности и перерегулирования, а эффект уменьшения ρ постепенно снижается. Кривая, соответствующая $a_1=2$, на рис.6.20 выделена утолщенной линией. Это значение соотношения постоянных контура регулирования обеспечивает минимальное время регулирования $t_p=4,7T_{\mu}$ при практически пренебрежимом перерегулировании $\Delta x_{1\text{max}}^*=0,043$. Такая настройка оптимальна для множества электроприводов, поэтому используется в качестве основной стандартной настройки и называется настройкой на технический оптимум или оптимум по модулю.

При настройке всех контуров регулирования на технический оптимум ($a_i=2$) передаточную функцию i -го разомкнутого контура с помощью (6.45) и (6.49) можно записать так:

$$W_{\text{раз } i} = \frac{1}{2^i T_{\mu} p (2^{i-1} T_{\mu} p + 1)} \quad (6.52)$$

То же для замкнутого контура

$$W_{\text{зам } i} = \frac{1}{2^i T_{\mu} p (2^{i-1} T_{\mu} p + 1) + 1} \quad (6.53)$$

Следовательно, при принятых допущениях переходные процессы в i -м контуре при настройке на технический оптимум по характеру совпадают с представленным для $a=2$ на рис.6.20. Расчетами установлено, что в результате влияния отброшенных в (6.52) и (6.53) членов более высокого порядка при увеличении номера контура i несколько увеличивается перерегулирование и возрастает колебательность. Однако в большинстве случаев это влияние можно полагать пренебрежимо малым. Логарифмические частотные характеристики i -го контура, настроенного на технический оптимум, представлены на рис.6.21. Рассматривая ЛАЧХ, можно убедиться, что с увеличением номера контура i быстродействие уменьшается, так как возрастает некомпенсированная постоянная $T_{\mu i}$ и уменьшается частота среза $\Omega_{ci}=1/2^i T_{\mu}$. Таковы общие характеристики стандартной настройки регулируемого электропривода на технический (модульный) оптимум. В случаях, когда требуется более высокая точность регулирования, при том же подходе применяют стандартную настройку на симметричный оптимум. При такой настройке желаемую передаточную функцию разомкнутого контура регулирования записывают в виде

$$W_{\text{раз } i} = \frac{4T_{\mu} p + 1}{4T_{\mu} p} \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)} \quad (6.54)$$

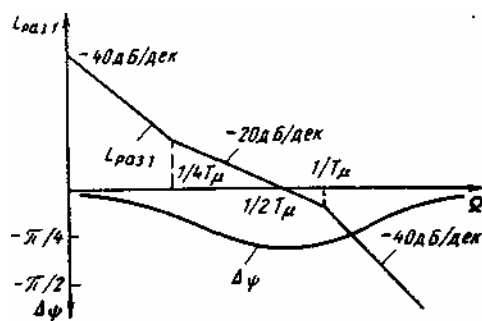


Рис 6.22. Частотные характеристики при настройке на симметричный оптимум

Формула (6.54) записана для первого контура и может быть применена для следующих контуров, если в нее подставлять соответствующие значения $T_{\mu i}=2^{i-1}T_{\mu}$. Здесь, как и ранее, предполагается, что все некомпенсированные инерционности исходного объекта T_{μ} заключены в первом, внутреннем контуре. Частотные характеристики, соответствующие (6.54), представлены на рис.6.22. Разомкнутый контур при этом обладает астатизмом второго порядка, что увеличивает точность регулирования, особенно в процессах, близких к статическим. Вместе с тем наличие протяженного участка в низкочастотной части с наклоном -40 дБ/дек уменьшает запас по фазе на частоте среза и увеличивает перерегулирование, которое может достигать 56%, что во многих случаях неприемлемо.

Сравнивая рис.6.22 с рис.6.21, можно установить, что при средних и высоких частотах ЛАЧХ при настройках на технический и симметричный оптимум совпадают. Следовательно, быстродействие и затухание колебаний в системе при этих двух стандартных настройках примерно одинаковы.

6. 9. Контрольные вопросы к гл.6

1. Разъясните взаимосвязь показателей точности и диапазона регулирования координаты электропривода.
2. Разъясните взаимосвязь точности автоматического регулирования координаты по отклонению с ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования.
3. Разъясните смысл понятий «запас по фазе» и «запас по амплитуде» и их связь с качеством автоматического регулирования координаты.
4. Как влияют на свойства разомкнутой системы ТВ-Г-Д с асинхронным двигателем генератора температурные изменения сопротивлений?
5. Пуск в разомкнутой системе ТП-Д осуществляется при линейном нарастании ЭДС преобразователя во времени. Оцените, как влияют на переходный процесс температурные изменения сопротивлений.
6. Рассмотрите особенности и технические показатели систем ТВ-Г-Д и ТП-Д и дайте рекомендации по рациональным областям их применения.
7. Сформулируйте условия, при которых в системе ПЧ-АД с инвертором тока обеспечивается управление при $\Psi_2 = \text{const}$. Как поддерживается $\Psi_1 = \text{const}$ в системе с инвертором напряжения?
8. Сопоставьте ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования при настройках на технический и на симметричный оптимум.

Регулирование момента (тока) электропривода**7.1. Общие сведения**

Регулирование момента двигателей является одной из наиболее общих функций автоматизированного электропривода. Необходимость регулирования момента диктуется предъявляемыми к электроприводу техническими и технологическими требованиями.

Для нормального функционирования электропривода необходимо при его работе ограничивать момент и ток двигателя допустимыми значениями в переходных процессах пуска, торможения и приложения нагрузки. Для механизмов, испытывающих при работе значительные перегрузки вплоть до стопорений рабочего органа, возникает необходимость непрерывного регулирования момента электропривода в целях ограничения динамических ударных нагрузок механического оборудования. Во многих практических случаях требуется точное дозирование усилий на рабочем органе. Наиболее характерны в этом отношении промышленные манипуляторы и роботы, в частности манипуляторы, обслуживающие реакторы на атомных электростанциях, манипуляторы с отражением усилий, создаваемых на рабочем органе, и т. п. Указанные требования обеспечиваются точным регулированием момента электропривода.

В результате изучения материалов данной главы необходимо знать способы и возможности регулирования момента в разомкнутых и замкнутых электромеханических системах, научиться оценивать основные показатели регулируемого по моменту электропривода, учитывать влияние основных нелинейностей и рассчитывать параметры, обеспечивающие выполнение предъявляемых к электроприводу требований. Необходимо изучить влияние способов регулирования момента на динамические свойства упругих электромеханических систем и уметь оценивать направления, в которых изменения параметров обеспечивают повышение демпфирующей способности электропривода и минимизацию колебательности механической части системы.

Методы расчета параметров и показателей регулируемого по моменту электропривода иллюстрируются приведенными в главе практическими примерами.

7.2. Реостатное регулирование момента

Значения момента M и скорости ω при данной нагрузке M_c на каждом этапе работы электропривода определяются его механической характеристикой. Изменяя параметры и воздействия, от которых зависит механическая характеристика, можно изменять в требуемом направлении момент, развиваемый двигателем при данной скорости, и таким образом регулировать момент электропривода, а также связанные с ним ток силовой цепи и ускорение движущихся масс системы.

Анализируя уравнение статической механической характеристики обобщенного двигателя с линейной механической характеристикой

$$M = \beta(\omega_0 - \omega), \quad (7.1)$$

можно заключить, что при данных параметрах отклонения момента от требуемого значения тем больше, чем выше модуль жесткости β . Иными словами, при регулировании момента электромеханическая связь является сильным возмущением, и с точки зрения регулирования момента наиболее эффективны изменения параметров, позволяющих неограниченно уменьшать модуль статической жесткости β . Таким параметром является сопротивление якорной (роторной) цепи двигателя.

Схемы реостатного регулирования момента и тока представлены на рис.7.1,а и б. На рис.7.1,е построены естественная характеристика $M=f(\omega)$ (прямая 1) и реостатная характеристика 2, соответствующая определенному добавочному резистору в силовой цепи. Точность регулирования момента при характеристике 2 определяется при заданных пределах изменения скорости электропривода $\Delta\omega_{\max} = \omega_{\max} - \omega_{\min}$ соотношением

$$\frac{\Delta M}{M_{\text{ср}}} = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{M_{\max} + M_{\min}} = \frac{\beta \Delta\omega_{\max}}{2 M_{\text{ср}}} = \frac{\Delta\omega_{\max}}{2(\omega_0 - \omega_{\text{ср}})}. \quad (7.2)$$

Следовательно, при этих условиях относительная точность регулирования момента остается при увеличении $R_{\text{доб}}$ неизменной, а абсолютные ошибки уменьшаются.

Практически требуется при широких пределах изменения скорости (пуск, реверс) поддер-

живать изменения момента и тока в заданных пределах от $M_{\max}=M_1$ до $M_{\min}=M_2$ ($I_{\max}=I_1$, $I_{\min}=I_2$).

Для выполнения этого условия требуется ступенчатое или плавное изменение $R_{\text{доб}}$ по мере изменения скорости.

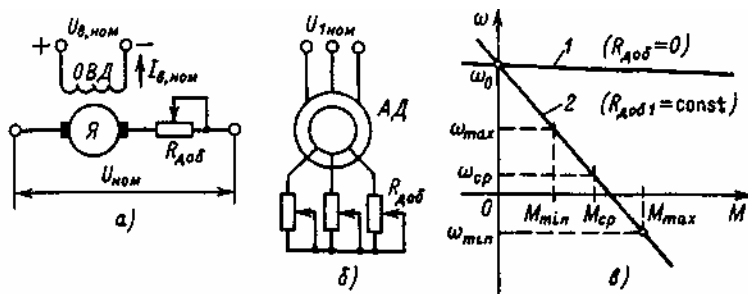


Рис 7.1 Схемы реостатного регулирования момента (а, б) и соответствующие механические характеристики (в)

Необходимый закон изменения сопротивления $R_{\Sigma}=R_{\text{дв}}+R_{\text{доб}}$, обеспечивающий постоянство момента и тока при широких пределах изменения скорости, определяем с помощью (7.1), учитывая, что

$$\beta_{\text{н}} = \beta_{\text{с}} \frac{R_{\Sigma\text{с}}}{R_{\Sigma\text{н}}},$$

где $R_{\Sigma\text{с}}$ - суммарное сопротивление силовой цепи на естественной характеристике; $R_{\Sigma\text{н}}$ - то же при введении $R_{\text{доб}}$, при этом

$$M = \beta_{\text{с}} \frac{R_{\Sigma\text{с}}}{R_{\Sigma\text{н}}} (\omega_0 - \omega).$$

откуда при $M=M_1=\text{const}$

$$R_{\Sigma\text{н}} = \beta_{\text{с}} \frac{R_{\Sigma\text{с}}}{M_1} (\omega_0 - \omega). \quad (7.3)$$

Следовательно, для поддержания момента постоянным необходимо увеличивать сопротивление силовой цепи в линейной зависимости от скорости по мере ее снижения. Характеристика $R_{\Sigma\text{н}}=f(\omega)$ при $M=M_1=\text{const}$ (прямая 1), естественная механическая характеристика (прямая 2) и характеристика $M_1=\text{const}$ (прямая 5) построены для двигателя с линейной механической характеристикой на рис.7.2,а. Там же показаны аналогичные характеристики при $M=M_2=\text{const}$ (соответственно 4 и 5).

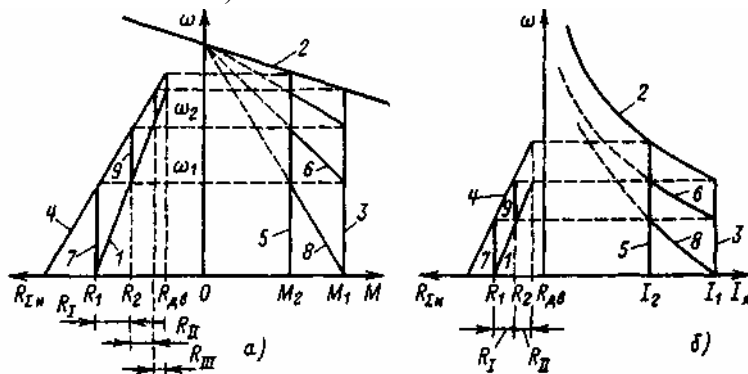


Рис 7.2 Зависимости $R_{\Sigma\text{н}}=f(\omega)$ при реостатном регулировании момента

$M_2 < M < M_1$ при изменениях скорости от 0 до ω_1 (прямые 7 и 8). При дальнейшем увеличении скорости $\omega > \omega_1$ выводится первая ступень резистора R_1 и суммарное сопротивление уменьшается до $R_{\Sigma\text{н}}=R_2$ (прямые 9 и 6) и т. д.

Зависимости $R_{\Sigma\text{н}}=f(\omega)$ при $M=\text{const}$ ($I=\text{const}$) используются для расчета пусковых сопротивлений, особенно для двигателей с последовательным возбуждением. Значения ступеней сопротивления определяются, как показано на рис.7.2. Одинаковость бросков тока при переключениях $I_{\text{н}}=I_1$ при этом обеспечивается подбором значения $I_2(M_2)$. Диапазон реостатного регулирования момента и тока ограничен сверху перегрузочной способностью двигателя, а пределы изменения скорости, в которых можно получить заданную точность регулирования, уменьшаются с ростом p , т. е. по мере уменьшения $R_{\text{доб}}$. Плавность реостатного регулирования момента и тока в разомкнутой системе невелика. В связи с необходимостью переключений в силовой цепи двигателя получение большого числа ступеней реостата связано с увеличением габаритов коммутирующего устройства. Однако имеются примеры, когда при высокой требуемой точности регулирования момента в переходных процессах пуска и торможения предусматривают значительное число ступеней реостата и соответствующее увеличение размеров и стоимости станций

Аналогичные характеристики справедливы и для двигателя с последовательным возбуждением для токов якоря $I_1=\text{const}$ и $I_2=\text{const}$ (рис.7.2,б).

Графики на рис.7.2 позволяют наглядно оценивать число ступеней регулировочного резистора $R_{\text{доб}}$, необходимое для поддержания момента и тока в заданных пределах во время пуска электропривода. Неизменное сопротивление $R_{\Sigma\text{н}}=R_1=\text{const}$ обеспечивает поддержание момента в пределах

управления. При этом увеличение габаритов и стоимости станций управления окупается простотой и надежностью данного способа регулирования момента. Высокую плавность реостатного регулирования момента обеспечивают способы автоматического регулирования сопротивления $R_{доб}$ в целях поддержания момента. В качестве примера на рис.7.3 представлена функциональная схема релейного автоматического регулирования тока ротора и момента асинхронного двигателя.

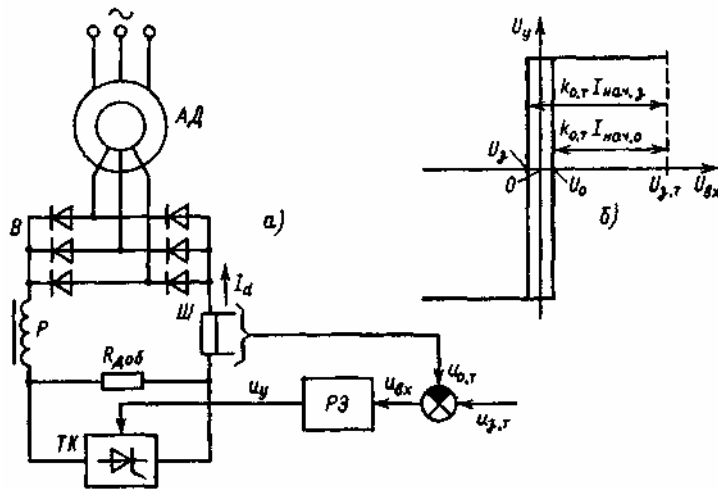


Рис. 7.3 Релейная схема реостатного регулирования момента (а) и характеристика релейного элемента (б)

осуществляется при сигнале на входе $u_{вх}=U_3$, обратное переключение - при $u_{вх}=U_0$. Как показано на рисунке, эти переключения соответствуют значениям тока

$$I_{нач.з} = (U_{з.т} - U_3)/k_{о.т}; \quad I_{нач.о} = (U_{з.т} - U_0)/k_{о.т}. \quad (7.4)$$

Для анализа электромагнитных переходных процессов, протекающих в схеме, можно воспользоваться схемой замещения, приведенной к цепи выпрямленного тока ротора рис.7.4). Здесь в цепь выпрямленного тока введено сопротивление R'_x , учитывающее снижение среднего выпрямленного напряжения, обусловленное коммутацией токов фаз:

$$R'_x = m(x'_1 + x_2)s/2\pi, \quad (7.5)$$

а также приведенные к цепи выпрямленного тока активные сопротивления двух фаз статора $2R'_{1с}$, ротора $2R_2$, сглаживающего реактора $R_{ср}$, а также его индуктивность $L_{ср}$. Сопротивление $R_{доб}$ в соответствии со схемой на рис.7.3 шунтировано тиристорным ключом ТК.

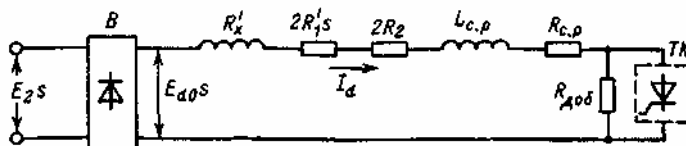


Рис 7.4 Схема замещения цепи выпрямленного тока

Если пренебречь временем переключения ключа, процессы изменения выпрямленного тока при переключениях сопротивления $R_{доб}$ описываются для открытого состояния ключа уравнением

$$\frac{di_{до}}{dt} + \frac{1}{T_0} i_{до} = \frac{E_{до} s}{L_{с.р}}, \quad (7.6)$$

а при закрытом ключе

$$\frac{di_{дз}}{dt} + \frac{1}{T_3} i_{дз} = \frac{E_{до} s}{L_{с.р}}, \quad (7.7)$$

где $L_{ср}$ - индуктивность реактора;

$T_0 = L_{с.р}/[R_3(s) + R_{с.р}]$; $T_3 = L_{с.р}/[R_3(s) + R_{с.р} + R_{доб}]$; $R_3 = R'_x + 2R'_{1с} + 2R_2$ эквивалентное сопротивление.

При принятом допущении начальный ток при закрытом состоянии ключа равен $I_{нач.з}$, а при открытом $I_{нач.о}$. Изменения тока определяются решениями (7.6) и (7.7):

$$i_{до}(t) = (I_{нач.о} - I_{до}) e^{-t/T_0} + I_{до}; \quad (7.8)$$

$$i_{d3}(t) = (I_{нач3} - I_{d3}) e^{-(t-t_1)/T_s} + I_{d3}; \quad (7.9)$$

где t_1 - время, когда $i_{d0}=I_{нач3}$;

$$I_{d0} = E_{d0}s / [R_s(s) + R_{cp}]; \quad (7.10)$$

$$I_{d3} = E_{d0}s / [R_s(s) + R_{cp} + R_{доб}]; \quad (7.11)$$

Зависимость выпрямленного тока от времени, определяемая (7.8-7.11), для конкретного значения s и ω представлена на рис.7.5,а. На участке $0 < t < t_1$ ключ ТК открыт, и ток изменяется от начального значения, стремясь к установившемуся I_{d0} , но через время t_1 достигается значение $i_d = I_{нач3}$, и ключ ТК закрывается. Период коммутации T_k можно определить, подставив в (7.8) значения $i_d = I_{кон0} = I_{нач3}$ и $t = t_1$, а в (7.9) - $i_d = I_{кон3} = I_{нач0}$ и $t = T_k - t_1$.

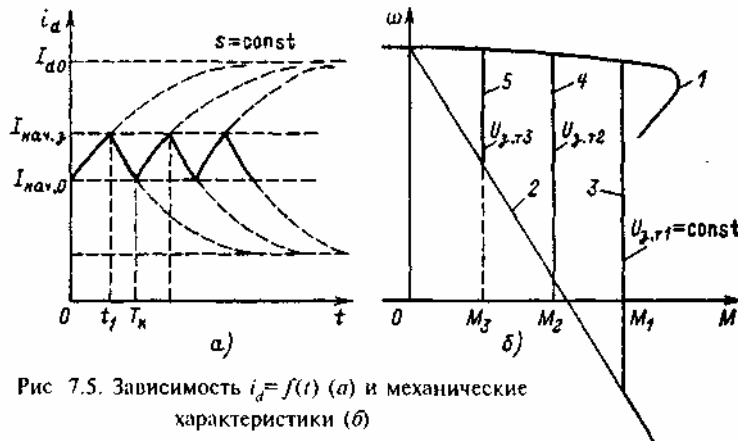


Рис 7.5. Зависимость $i_d = f(t)$ (а) и механические характеристики (б)

Решив полученные уравнения, и с их помощью получим

$$T_k = T_0 \ln \frac{I_{d0} - I_{нач0}}{I_{d0} - I_{нач3}} + T_s \ln \frac{I_{нач3} - I_{d3}}{I_{нач0} - I_{d3}}. \quad (7.12)$$

Из (7.12) следует, что частота коммутации тока $f_k = 1/T_k$ является величиной переменной. При увеличении скорости и уменьшении скольжения s ток I_{d0} уменьшается до значения $I_{нач3}$, частота коммутации становится равной нулю, ключ ТК остается в открытом состоянии, и двигатель работает на естественной характеристике 1 (рис.7.5,б). При уменьшении скорости и возрастании s ток I_{d3} увеличивается до значения $I_{нач0}$, возрастает до бесконечности время закрытого состояния ключа $T_k - t_1$ и двигатель работает на реостатной характеристике 2.

При промежуточных значениях скорости и скольжения частота коммутаций велика, колебания тока при высоком коэффициенте возврата релейного элемента незначительны. Пренебрегая пульсациями тока, можно принять $I_d = I_{dcp}$ и определить выпрямленное напряжение:

$$U_d = E_{d0}s - \frac{m(x'_1 + x'_2)s}{2\pi} I_{dcp}, \quad (7.13)$$

потери в роторной цепи двигателя

$$\Delta P_2 = U_d I_{dcp} - 2R'_1 s I_{dcp}^2, \quad (7.14)$$

а затем из условия $\Delta P_2 = M\omega_0 s$

получить приближенную формулу для электромагнитного момента

$$M = \frac{1}{\omega_0} \left\{ E_{d0} I_{dcp} - \left[\frac{m(x'_1 + x'_2)}{2\pi} + 2R'_1 \right] I_{dcp}^2 \right\}. \quad (7.15)$$

При $U_{зт} = U_{зт1} = \text{const}$ $I_{dcp} = I_{dcp1} = \text{const}$ и $M = M1 = \text{const}$ (прямая 3 на рис.7.5,б). Задавая другие значения $U_{зт} = \text{const}$, можно получить ряд неизменных значений момента в пределах изменения скорости от характеристики 1 до характеристики 2 ($U_{зт2}$, $U_{зт3}$ соответствуют моменты M_2 , M_3 и характеристики 4, 5).

Чем выше чувствительность релейного элемента, тем выше точность регулирования тока. Однако при этом возрастает максимальная частота $f_k = 1/T_k$. Известно, что возможная частота коммутации тиристорного (транзисторного) ключа ограничена, чем ограничивается и реальная точность релейного регулирования момента и тока двигателя.

7.3. Система источник тока – двигатель

Благоприятные условия для регулирования момента двигателя постоянного тока с независимым возбуждением обеспечиваются при питании якорной цепи от источника тока. Схема электропривода по системе источник тока – двигатель (ИТ-Д) представлена на рис.7.6. Здесь якорь двигателя обтекается неизменным током $I_{\text{я}} = \text{const}$, а управление электроприводом осуществляется воздействием на цепь возбуждения путем изменения подводимого напряжения $U_{\text{в}} = \text{var}$ и соответственно тока возбуждения $I_{\text{в}} = \text{var}$.

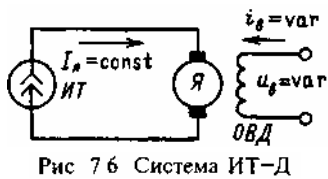


Рис 7.6 Система ИТ-Д

При неизменном токе якоря момент двигателя пропорционален потоку:

$$M = k I_{\text{ном}} \Phi = k_M \Phi, \quad (7.16)$$

поэтому, изменяя поток двигателя, можно регулировать момент как по значению, так и по знаку. Питание двигателя от источника тока полностью исключает электромеханическую связь, так как любые изменения скорости и соответственно ЭДС двигателя компенсируются без запаздывания изменением ЭДС источника питания. При этом ток нагрузки поддерживается неизменным. При $\Phi = \text{const}$ двигатель развивает постоянный момент при любых возмущениях, в том числе и при реальных пределах изменения скорости.

Механические характеристики для различных значений потока двигателя в пределах от $-\Phi_{\text{ном}}$ до $+\Phi_{\text{ном}}$ показаны на рис.7.7.

Рассматривая их, можно установить, что электропривод по системе ИТ-Д обладает свойствами полностью управляемого источника момента, обеспечивающего при $\Phi = \text{var}$ точное и плавное регулирование момента в пределах от $-M_{\text{ном}}$ до $+M_{\text{ном}}$ как в двигательном, так и в тормозном режимах при любом направлении скорости.

Заметим, что для получения знакопеременного момента в данном случае не требуется изменения направления тока якоря, поэтому источник тока может обладать односторонней проводимостью. Эти условия определяют минимальные габариты управляемого вентильного преобразователя, на базе которого может быть реализован источник тока, например нереверсивного тиристорного преобразователя, замкнутого быстродействующей обратной связью по току. Использование управляемого преобразователя позволяет расширить диапазон регулирования момента путем увеличения тока якоря на отдельных этапах работы электропривода до значений, допустимых по условиям коммутации.

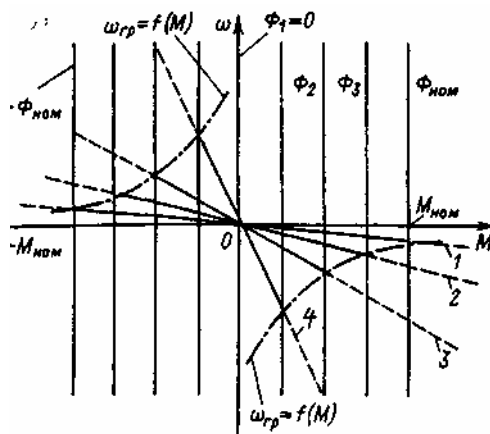


Рис 7.7. Механические характеристики в системе ИТ-Д

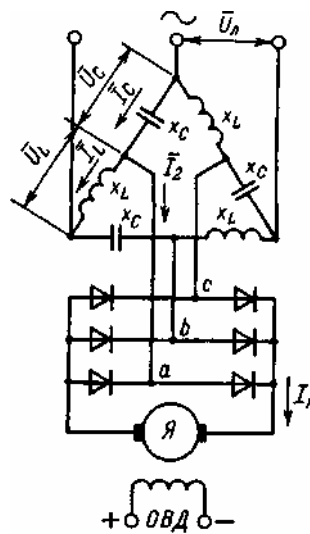


Рис 7.8 Схема с параметрическим источником тока

Однако наиболее простые схемные решения с высокими показателями качества регулирования момента получаются при использовании параметрических источников тока, принцип действия которых основан на явлении резонанса в цепи переменного тока, содержащей индуктивные и емкостные элементы.

Известен ряд схем подобных преобразователей; наиболее распространенный вариант трехфазной схемы источника тока для питания двигателя постоянного тока показан на рис.7.8. Данная схема при определенном выборе параметров обеспечивает стабилизацию тока нагрузки в широких пределах изменения противо-ЭДС двигателя, ограничиваемых только линейностью и допустимым током и напряжением ее элементов, при этом благодаря симметрии схемы в установившихся режимах работы можно ограничиться рассмотрением работы одной фазы. Ток нагрузки одной фазы при принятых на схеме направлениях выразится так:

Данная схема при определенном выборе параметров обеспечивает стабилизацию тока нагрузки в широких пределах изменения противо-ЭДС двигателя, ограничиваемых только линейностью и допустимым током и напряжением ее элементов, при этом благодаря симметрии схемы в установившихся режимах работы можно ограничиться рассмотрением работы одной фазы. Ток нагрузки одной фазы при принятых на схеме направлениях выразится так:

$$\tilde{I}_2 = \tilde{I}_C - \tilde{I}_L \quad (7.17)$$

Токи реактивных элементов схемы определяются известными соотношениями:

$$\tilde{I}_C = \bar{U}_C / (-jx_C); \quad \tilde{I}_L = \bar{U}_L / (jx_L). \quad (7.18)$$

Следовательно,

$$\tilde{I}_2 = -\bar{U}_C / jx_C - \bar{U}_L / jx_L. \quad (7.19)$$

При $x_C = x_L = x$ соотношение (7.19) принимает вид

$$\tilde{I}_2 = -(\bar{U}_C + \bar{U}_L) / jx = jU_A / x, \quad (7.20)$$

где $U_A = U_C + U_L$ - линейное напряжение питающей сети.

Так как выпрямленный ток I_d пропорционален эффективному значению тока I_2 , из (7.20) со всей очевидностью вытекает, что при идеальных линейных реактивных элементах ток якоря двигателя не зависит от противоЭДС двигателя и сопротивления цепи нагрузки и при $U_A = \text{const}$ является постоянным: $I_A = I_d = k_{cx} I_2 = \text{const}$.

Индуктивно-емкостный преобразователь обладает высоким КПД и коэффициентом мощности, близким к единице. Однако наличие неуправляемого выпрямителя исключает возможность рекуперации энергии в сеть при тормозных режимах работы двигателя, что снижает управляемость привода. Зона поддержания момента постоянным при этом ограничивается областью двигательного режима и областью тормозного режима противовключения, заключенной между осью абсцисс и характеристикой динамического торможения двигателя, соответствующей данному значению потока Φ и расширяющейся по мере ослабления поля.

Граничное значение скорости, при котором реверсивный источник тока переходит в режим рекуперации энергии, определяется соотношением

$$\omega_{гр} = -I_{ном} R_{я\Sigma} / k\Phi = -I_{ном}^2 R_{я\Sigma} / M. \quad (7.21)$$

Гиперболические зависимости $\omega_{гр} = f(M)$, соответствующие (7.21), показаны на рис. 7.7. При $|\omega| \geq |\omega_{гр}|$ во втором и четвертом квадратах напряжение на выходе нереверсивного источника тока (рис. 7.8) равно нулю и при дальнейшем увеличении ЭДС ток возрастает в соответствии с характеристикой динамического торможения. Как следствие, при $|\omega| \geq |\omega_{гр}|$ механические характеристики

при тех же значениях потока имеют вид, показанный на рис. 7.7 штриховыми прямыми 1-4.

Из (7.21) следует, что ограничение пределов, в которых момент поддерживается постоянным, в рассмотренной схеме можно практически устранить введением в цепь якоря постоянно включенного или

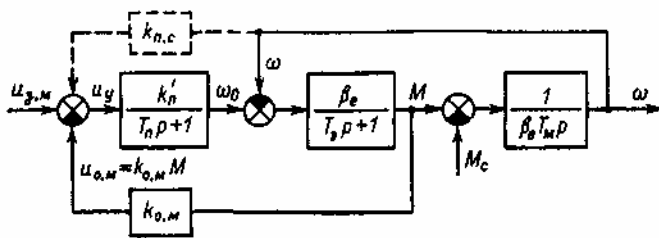


Рис. 7.9. Структурная схема электропривода с обратной связью по моменту

вводимого на время торможения дополнительного резистора $R_{я\text{доб}}$.

7.4. Автоматическое регулирование момента в системе УП-Д

Общий анализ свойств регулируемого электропривода, замкнутого отрицательной обратной связью по электромагнитному моменту, целесообразно провести с помощью обобщенной структурной схемы на рис. 6.15,б, дополнив ее цепью указанной обратной связи. При этих условиях структурная схема имеет вид, показанный на рис. 7.9, и позволяет записать следующую систему уравнений механической характеристики электропривода:

$$\left. \begin{aligned} (u_{з,м} - k_{о,м} M) k_n' &= (T_n p + 1) \omega_0; \\ \beta_e (\omega_0 - \omega) &= (T_e p + 1) M. \end{aligned} \right\} \quad (7.22)$$

Путем преобразования системы (7.22) получим уравнение механической характеристики электропривода в виде зависимости момента от скорости:

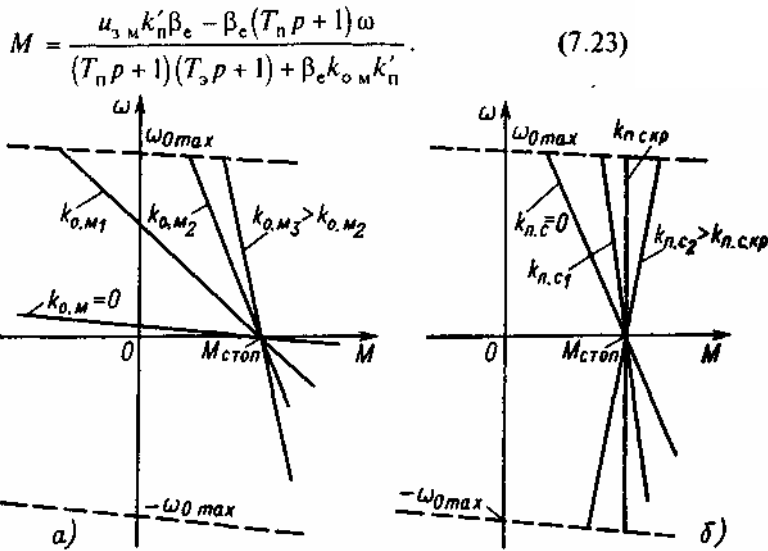


Рис 7.10 Механические характеристики при автоматическом регулировании момента

Уравнение статической механической характеристики получим из (7.23) при $p=0$:

$$M = M_{кз} - \beta_{3M} \omega = \beta_{3M} (\omega_{03M} - \omega), \quad (7.24)$$

где $M_{кз} = u_{3M} k'_n \beta_e / (1 + \beta_e k_{oM} k'_n)$ - момент короткого замыкания; $\beta_{3M} = \beta_e / (1 + \beta_e k_{oM} k'_n)$ - модуль статической жесткости; $\omega_{03M} = u_{3M} k'_n$ - скорость идеального холостого хода в замкнутой системе регулирования.

Примем, что необходимо получить при $\omega=0$ заданное значение момента стопорения электропривода $M_{кз} = M_{стоп}$. Это значение может быть получено при различных коэффициентах обратной связи по моменту путем выбора соответствующих значений U_{3M} с помощью соотношения

$$U_{3M} = M_{стоп} (1 + \beta_e k_{oM} k'_n) / \beta_e k'_n$$

Семейство механических характеристик электропривода, соответствующее $M_{кз} = M_{стоп} = \text{const}$ при $k_{oM} = \text{var}$, приведено на рис. 7.10, а. Рассматривая его, можно установить, что статическая точность регулирования момента в данной схеме при прочих равных условиях ограничена сильным возмущающим воздействием, оказываемым электромеханической связью. Вследствие действия этой связи изменения скорости двигателя в замкнутой системе регулирования оказывают на момент тем более значительное влияние, чем меньше коэффициент обратной связи по моменту. При возрастании k_{oM} жесткость статической характеристики уменьшается и при неограниченном возрастании k_{oM} или k'_n стремится к нулю. Однако при реальных значениях этих величин исключить существенное влияние изменений скорости на точность регулирования момента без принятия специальных мер практически невозможно.

При отсутствии обратной связи по моменту ($k_{oM}=0$) для получения момента $M_{стоп}$ необходимо небольшое значение задающего сигнала U_{3M} . Увеличение k_{oM} приводит к соответствующему возрастанию U_{3M} и задаваемой преобразователем скорости идеального холостого хода ω_{03M} . Поэтому при больших коэффициентах обратной связи на форме характеристик двигателя сказывается ограничение выходной переменной преобразователя, обусловленное в системе Г-Д насыщением магнитной цепи генератора и ограниченностью максимального напряжения возбуждения, в системе ТП-Д - необходимым ограничением предельных углов регулирования реверсивного преобразователя в выпрямительном и инверторном режимах и напряжением сети, а в системе ПЧ-АД - ограничением максимальной частоты. Если представить характеристику преобразователя линейной зависимостью $\omega_0 = f(U_{yc})$ с идеальным ограничением максимального значения ω_0 величиной ω_{0max} , то легко установить, что пределы изменения скорости, в которых с помощью отрицательной связи по моменту обеспечивается с той или иной точностью регулирование момента, ограничены сверху и снизу характеристиками разомкнутой системы, соответствующими $\omega_0 = \pm \omega_{0max} = \text{const}$ (рис. 7.10, а).

В электроприводах постоянного тока вместо обратной связи по моменту обычно используется обратная связь по току якоря, действие которой при $\Phi = \Phi_{ном} = \text{const}$ вполне аналогично рас-

смотренному При этом в полученных соотношениях коэффициент $k_{ом}$ может быть выражен через коэффициент отрицательной связи по току якоря

$$k_{ом} = k_{от}/k\Phi_{ном} = k_{от}/c.$$

При конечных значениях коэффициентов усиления k_n' и обратной связи $k_{ом}$ эффективным средством уменьшения зависимости момента от скорости является использование формирующей положительной обратной связи по скорости двигателя, т.е. компенсационного принципа, в дополнение к основной системе регулирования по отклонению. Цепь формирующей положительной связи по скорости показана на рис.7.9 штриховой линией. Уравнение статической характеристики электропривода при введении этой связи можно получить из соотношений

$$\begin{aligned} (U_{зм} - k_{ом}M + k_{пс}\omega)k_n' &= \omega_0; \\ \beta_c(\omega_0 - \omega) &= M, \end{aligned} \quad (7.25)$$

где $k_{пс}$ - коэффициент положительной связи по скорости. Откуда

$$M = \frac{U_{зм}\beta_c k_n'}{1 + \beta_c k_{ом} k_n'} - \frac{\beta_c(k_{пс} k_n' - 1)}{1 + \beta_c k_{ом} k_n'} \omega. \quad (7.26)$$

Модуль статической жесткости механической характеристики в замкнутой системе зависит от коэффициента формирующей обратной связи по скорости:

$$\beta_{зм}' = \frac{\beta_c(k_{пс} k_n' - 1)}{1 + \beta_c k_{ом} k_n'}. \quad (7.27)$$

При увеличении $k_{пс}$ модуль статической жесткости быстро убывает и при критической положительной связи по скорости $k_{пс\text{кр}}=1/k_n'$ становится равным нулю. Дальнейшее увеличение $k_{пс}$ приводит к изменению знака жесткости, как это показано на рис.7.10,б. При критической положительной связи статическая ошибка, обусловленная изменениями скорости, исключается, и система обеспечивает астатическое регулирование момента без введения в цепь регулирования регуляторов с интегральной характеристикой.

Сочетание компенсационного принципа с регулированием по отклонению дает комбинированную систему управления, обеспечивающую высокую статическую точность регулирования наиболее простым путем. С помощью уравнения (7.23) при $u_{зм}=0$ получим уравнение динамической жесткости механической характеристики в замкнутой системе:

$$\beta_{дин зм} = - \frac{\beta_c(T_{пp} + 1)}{(T_{зp} + 1)(T_{пp} + 1) + \beta_c k_{ом} k_n'}. \quad (7.28)$$

При безынерционном преобразователе $T_{п}=0$ выражение (7.28) принимает вид

$$\beta_{дин зм} = - \frac{\beta_{зм}}{T_{з зм} p + 1}. \quad (7.29)$$

где $\beta_{зм} = \beta_c/(1 + \beta_c k_{ом} k_n')$; $T_{з зм} = T_z/(1 + \beta_c k_{ом} k_n')$.

Уравнение (7.29) по форме совпадает с выражением динамической жесткости в разомкнутой системе УП-Д, а анализ его параметров показывает, что при $T_{п}=0$ отрицательная обратная связь по моменту влияет на характеристики электропривода так же, как введение резистора в цепь якоря двигателя постоянного тока. Модуль жесткости $\beta_{зм}$ при этом уменьшается и одновременно уменьшается эквивалентная постоянная времени $T_{з зм}$.

На рис.7.11,а приведены ЛАЧХ и ЛФЧХ динамической жесткости, построенные по (7.29), которые подтверждают сказанное. Динамическая жесткость в замкнутой системе при $T_{п}=0$ (кривые 1 и 1') снижается во всем диапазоне частот относительно жесткости в разомкнутой системе (кривые 2 и 2'), при этом точность регулирования момента в широком диапазоне частот остается высокой и ошибки регулирования с ростом частоты снижаются.

В случае когда $T_{п} \gg T_z$, выражение (7.28) можно представить:

$$\beta_{дин зм} \approx - \frac{\beta_{зм}(T_{пp} + 1)}{(T_{пз} p + 1)(T_{зp} + 1)}, \quad (7.30)$$

где $T_{пз}$ - эквивалентная постоянная времени преобразователя в замкнутой системе,

$T_{пз} = T_{п} / (1 + \beta_e k_{ом} k'_{п})$, если приближенно принять $(T_{п} + T_3) / (1 + \beta_e k_{ом} k'_{п}) \approx T_{пз} + T_3$ при $T_{п} > T_3$.

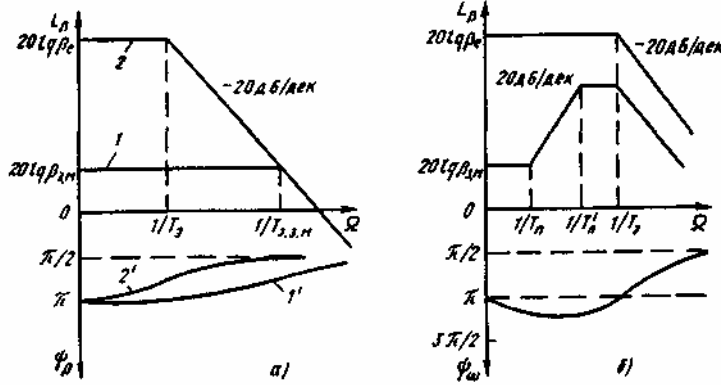


Рис. 7.11. Частотные характеристики электропривода с обратной связью по моменту

Соответствующие (7.30) ЛАЧХ и ЛФЧХ динамической жесткости замкнутой системы представлены на рис.7.11,б. Они свидетельствуют о том, что при большой $T_{п}$ высокая точность регулирования момента имеет место лишь при низких частотах, а в области средних и высоких частот динамические свойства замкнутой системы электропривода аналогичны динамическим свойствам разомкнутой системы. Таким же путем можно убедиться, что введение формирующей положительной связ

зи по скорости влияет на вид ЛАЧХ и ЛФЧХ только в области низких частот, т. е. сказывается в основном на статической точности регулирования момента. Для анализа влияния обратной связи по моменту (току) на колебательность электропривода при жестких механических связях структурную схему рис.7.9 с помощью (6.28) полезно представить в виде, показанном на рис.7.12. Колебательность электропривода при $T_{п} \approx 0$ оценим с помощью характеристического уравнения замкнутой системы, которое можно получить из передаточной функции замкнутого контура на рис.7.12 при $M_c = 0$ в виде

$$T_m T_3 p^2 + (1 + \beta_e k_{ом} k'_{п}) T_m p + 1 = 0. \quad (7.31)$$

Нетрудно видеть, что при $T_{п} = 0$ регулируемый по моменту электропривод представляет собой колебательное звено

$$T_{м.з.м} T_{3.з.м} p^2 + T_{м.з.м} p + 1 = 0, \quad (7.32)$$

$$\text{где } T_{м.з.м} = (1 + \beta_e k_{ом} k'_{п}) T_m.$$

Введение отрицательной связи по моменту увеличивает $T_{мзм}$ и уменьшает $T_{3зм}$ при этом соотношение постоянных m изменяется в сторону меньшей колебательности, а быстродействие по моменту в связи с уменьшением $T_{3зм}$ увеличивается. Как следствие, необходимости коррекции контура регулирования момента при $T_{п} = 0$ не возникает.

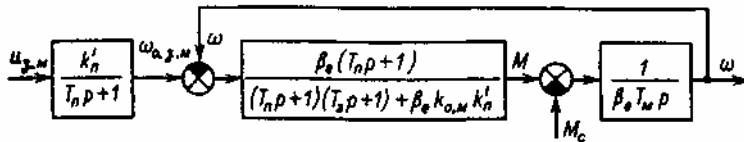


Рис. 7.12. Преобразование структурной схемы электропривода с обратной связью по моменту

Динамические свойства электропривода, замкнутого обратной связью по моменту, удобнее проанализировать по соответствующей ЛАЧХ разомкнутого контура:

$$W_{раз.м}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_{03.м}(p)} = \frac{T_{п} p + 1}{T_m p [(T_n p + 1)(T_3 p + 1) + \beta_e k_{ом} k'_{п}]}. \quad (7.33)$$

При $T_{п} \gg T_3$ в структуре на рис.7.12 звено динамической жесткости можно приближенно представить в виде (7.30) вместо (7.28), при этом

$$W_{раз.м}(p) \approx \frac{T_{п} p + 1}{T_{м.з.м} p (T_{п.з} p + 1)(T_3 p + 1)}. \quad (7.34)$$

Соответствующая (7.34) ЛАЧХ показана на рис.7.13. Анализируя (7.34) и рис.7.13, можно установить, что при небольших T_m и $T_{п}$, а также при больших $T_{п}$ и сильной отрицательной связи по моменту ($T_{п.з} \approx T_3$) частота среза может находиться в области асимптоты с наклоном -40 дБ/дек и качество регулирования момента может быть неудовлетворительным.

Поэтому обычно при автоматическом регулировании момента электропривода требуется коррекция динамических свойств тем или иным способом. Без коррекции удастся обойтись только в тех случаях, когда требования к быстродействию и точности регулирования момента и

тока в динамике невысоки. При этом необходимая точность регулирования в статике обеспечивается введением критической положительной связи по скорости (или по напряжению генератора в системе Г-Д), а отрицательная связь по моменту (току) ослабляется до уровня, обеспечивающего требуемое демпфирование переходных процессов.

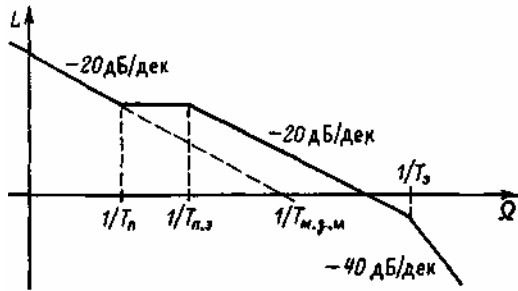


Рис 7.13 Логарифмические амплитудно-частотные характеристики разомкнутого контура регулирования момента при $T_n \gg T_z$

7.5. Последовательная коррекция контура регулирования момента в системе УП – Д

Для последовательной коррекции на вход разомкнутого контура регулирования момента в схеме на рис.7.9 введем регулятор момента с передаточной функцией $W_{р,м}$, как показано на рис.7.14,а.

Условия последовательной коррекции существенно зависят от инерционности преобразователя. Имея в виду вентильные преобразователи напряжения и частоты для электроприводов постоянного и переменного тока, примем, что постоянная времени T_n является оценкой постоянного запаздывания τ_n и инерционности фильтров T_ϕ , причем благодаря малости τ_n и T_ϕ их можно отнести к некомпенсируемым инерционностям контура:

$$T_\mu = \tau_n + T_\phi = T_n.$$

Как было показано, при регулировании момента электромеханическая связь, обусловленная внутренней связью по ЭДС, является возмущающим воздействием, снижающим точность регулирования. При последовательной коррекции выбором желаемой передаточной функции разомкнутого контура регулирования в виде (6.34) статическая ошибка регулирования момента исключается. Поэтому при синтезе контура регулирования момента внутреннюю обратную связь по скорости размыкают, пренебрегая ее влиянием на динамику привода в процессах по управлению. Влияние этой связи на динамическую точность регулирования можно оценить, положив изменения скорости независимым возмущающим воздействием $\omega = \omega_0 + \gamma$.

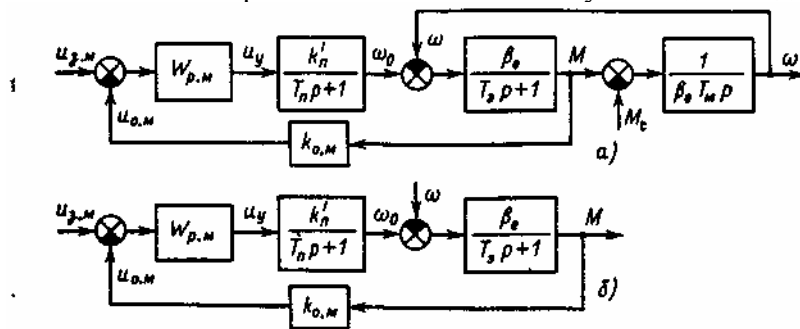


Рис 7.14 Структурные схемы контура регулирования момента в системе УП–Д

Изложенному соответствует упрощенная структурная схема контура регулирования момента, представленная на рис.7.14,б. Запишем желаемую передаточную функцию разомкнутого контура (6.34) с учетом неединичной обратной связи в виде

$$W_{раз\,м} = \frac{1/k_{о,м}}{a_m T_\mu p (T_\mu p + 1)}. \quad (7.35)$$

В соответствии с рис.7.14,б передаточная функция объекта регулирования

$$W_{о,р\,м} = \frac{k'_n \beta_c}{(T_z p + 1)(T_\mu p + 1)}. \quad (7.36)$$

Поделив (7.35) на (7.36), получим

$$W_{p\ m} = \frac{W_{p\ p\ m}}{W_{o\ p\ m}} = \frac{T_3 p + 1}{k_{o\ m} k'_p \beta_c a_m T_\mu p} = \frac{T_3}{T_\mu} + \frac{1}{T_\mu p}. \quad (7.37)$$

Таким образом, регулятор момента должен быть пропорционально-интегральным (ПИ-регулятор) с постоянной интегрирования

$$T_\mu = k_{o\ m} k'_p \beta_c a_m T_\mu, \quad (7.38)$$

и коэффициентом пропорциональной части

$$k_{y\ m} = T_3 / T_\mu. \quad (7.39)$$

Передаточная функция замкнутого контура регулирования момента

$$W_{з\ m\ m} = \frac{1/k_{o\ m}}{a_m T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1}. \quad (7.40)$$

Исследуем свойства полученной системы электропривода. Уравнение механической характеристики получим на основании физических представлений. Благодаря наличию в передаточной функции регулятора момента (7.37) интегральной составляющей в статических режимах ($U_3 = \text{const}$, $p=0$) на входе регулятора напряжение должно быть равно нулю:

$$U_{3\ m} - k_{o\ m} M = 0.$$

Отсюда уравнение механической характеристики

$$M = U_{3\ m} / k_{o\ m} = M_3 = \text{const}. \quad (7.41)$$

Механические характеристики, соответствующие различным значениям $U_{3\ m}$, представлены на рис.7.15, причем при их построении учтено ограничение ЭДС или частоты преобразователя ($\omega_0 \leq \omega_{0\max}$, штриховые предельные характеристики разомкнутой системы). Таким образом, в результате последовательной коррекции в статических режимах электропривод приобретает свойства регулируемого источника момента.

Динамические свойства контура определяются в соответствии с (7.40) его настройкой, т. е. выбором соотношения постоянных времени контура $a_m = T_{0\ m} / T_\mu$. Контур момента чаще всего настраивается на технический оптимум ($a_m = 2$), при котором минимальное время регулирования $t = 4,7 T_\mu$ достигается при пренебрежимо малом перерегулировании, не превышающем 5% M_3 . Если по тем или иным причинам желательно полностью исключить перерегулирование или, напротив, допустимо увеличение колебательности для достижения, высокого быстродействия, значения a_m выбираются в пределах $a_m = 1 \div 4$.

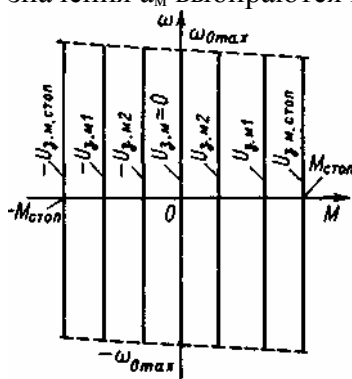


Рис. 7.15. Механические характеристики электропривода с унифицированным контуром регулирования момента

При данном соотношении постоянных a_m быстродействие контура регулирования момента определяется уровнем некомпенсированной постоянной T . Для вентильных преобразователей $T_\mu \leq 0,01$ с и момент при скачке задания достигает заданного значения за время $t_p < 0,05$ с. Это высокое быстродействие, которое достаточно для большинства регулируемых электроприводов. Во многих случаях такой темп нарастания момента оказывается нежелательным или недопустимым по условиям работы механизма, тогда приходится принимать меры для его ограничения.

Одним из возможных путей ограничения производной момента является увеличение некомпенсированной постоянной времени контура путем отказа от компенсации, например T_3 . Однако при этом следует учитывать, что увеличение T_μ приводит к увеличению ошибок регулирования в динамических процессах.

Для анализа точности регулирования момента воспользуемся общей формулой ошибки регулирования (7.19). С учетом схемы на рис.7.14,б при единичной обратной связи получим

$$\Delta M_\Sigma(p) = \frac{M_3(p) + \omega(p) W_{o\ p\ m}(p)}{1 + W_{p\ p\ m}(p)} = \frac{[M_3(p) + \beta_c \omega(p) / (T_3 p + 1)] a_m T_\mu p (T_\mu p + 1)}{a_m T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1}. \quad (7.42)$$

Рассматривая (7.42), можно заключить, что статическая ошибка регулирования момента как

по управлению, так и по возмущению равна нулю. Установившаяся динамическая ошибка при линейном нарастании задания $M_3(t)=(dM/dt)_{\max}t=(dMJdt)_{\max}/p$ определяется по (7.42) при $p=0$:

$$\Delta M_{\omega(1)}(0) = (dM_3/dt)_{\max} a_m T_{\mu}. \quad (7.43)$$

Проанализируем влияние внутренней связи по скорости на точность регулирования момента в переходных процессах электропривода. Примем, что скорость двигателя изменяется по линейному закону $\omega(t)=\varepsilon_{\max} \cdot t=\varepsilon_{\max}/p$. Подставив изображение скорости в (7.42), при $p=0$ определим установившуюся динамическую ошибку по возмущению:

$$\Delta M_{\omega(1)}(0) = \beta_e a_m T_{\mu} \varepsilon_{\max}. \quad (7.44)$$

Таким образом, в переходных процессах вследствие влияния внутренней связи по скорости (электрохимической связи в разомкнутой системе электропривода) фактические значения момента в соответствии с (7.44) могут существенно отличаться от M_3 , т. е. между динамическими и статическими характеристиками $M=f(t)$ имеют место значительные расхождения. При данном ускорении $\varepsilon_{\max}$ эти расхождения тем больше, чем больше модуль жесткости статической характеристики электропривода в разомкнутой системе β_e и чем выше уровень некомпенсируемых инерционностей контура регулирования, оцениваемый T_{μ} . Выбор повышенных значений a_m в целях снижения колебательности контура регулирования момента влечет за собой соответствующее увеличение ошибки регулирования момента в переходных процессах. Наличие ошибки (7.44) объясняется следующими причинами. Для поддержания момента постоянным $M=\text{const}$ по мере возрастания скорости ω должна линейно увеличиваться ω_0 , т. е. напряжение или частота на выходе преобразователя. Соответственно должно линейно возрастать выходное напряжение регулятора момента, а для этого на входе ПИ-регулятора должен быть постоянный сигнал ошибки $\Delta U_{\text{вх}}=U_{\text{зм}}-k_{\text{ом}}M$.

Формулу, удобную для оценки динамической ошибки в переходных процессах пуска и торможения, можно получить, определив из уравнения движения ускорение $\varepsilon_{\max}$:

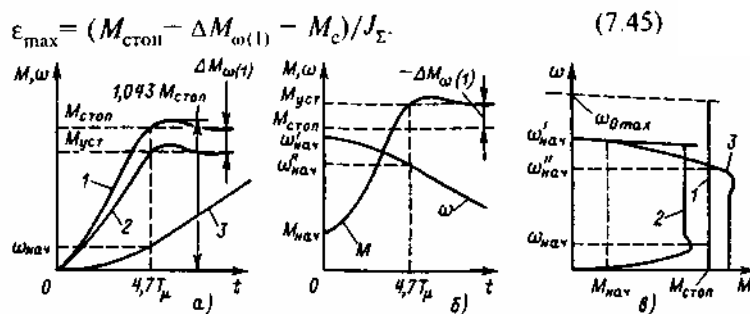


Рис. 7.16 Графики переходных процессов (а, б) и соответствующие механические характеристики при регулировании момента (в)

Подставив (7.45) в (7.44), после преобразований получим

$$\Delta M_{\omega(1)}/M_{\text{стоп}} = (1 - M_c/M_{\text{стоп}})/(1 + T_{\mu}/a_m T_{\mu}), \quad (7.46)$$

где $T_{\mu} = J_{\Sigma}/\beta_e$.

Полученные соотношения и известные динамические показатели настройки на технический оптимум $a=2$ позволяют инженеру в практической деятельности производить оперативные качественные и количественные оценки переходных процессов в электроприводах с унифицированным контуром регулирования момента. При задании скачком момента $M_3=M_{\text{стоп}}$ переходный процесс изменения момента при стандартной настройке определяется формулой (6.32) при $a=2$. Соответствующая зависимость $M=f(t)$ представлена на рис.7.16,а (кривая 1). Она точно описывает переходный процесс при $\omega=0$, т. е. при заторможенном роторе двигателя. Изменения скорости, обусловленные приложенным моментом в соответствии с уравнением движения

$$M - M_c = J_{\Sigma}(d\omega/dt),$$

вызывают отличия реальной кривой 2 от теоретической 1 тем больше, чем больше динамические ошибки регулирования момента. Кривая 3 на рис.7.16,а характеризует нарастание скорости $\omega(t)$ в процессе пуска с $M_c=0$, соответствующее изменениям момента по кривой 2. Нетрудно видеть, что после начального переходного процесса скорость при пуске с $M_c=\text{const}$ изменяется

по линейному закону $\omega = \omega_{\text{нач}} + \varepsilon_{\text{max}} t$, при этом устанавливается постоянная ошибка $\Delta M_{\omega(1)}$, которая вычисляется по (7.46).

Характер изменения момента на начальном участке кривой 2 может несколько отличаться от кривой 1, соответствующей $\omega = 0$. Однако эти отличия незначительны и существенного влияния на общий характер и время переходного процесса не оказывают. Поэтому кривая 2 приближенно может быть построена по установившемуся значению $M_{\text{п}} = M_{\text{стоп}} - \Delta M_{\omega(1)}$ при $t_1 \approx 4,7T$ аналогично построению кривой 1.

На рис.7.16,б приведены такие же кривые для процесса стопорения электропривода, вызванного приложением момента нагрузки $M > M_{\text{стоп}}$. За время нарастания момента от $M_{\text{нач}}$ до $M_{\text{уст}} = M_{\text{стоп}} + \Delta M_{\omega(1)}$ $t_1 \approx 4,7T$ скорость успевает снизиться от $\omega'_{\text{нач}}$ до $\omega''_{\text{нач}}$ и далее уменьшается по линейному закону $\omega = \omega''_{\text{нач}} - \varepsilon_{\text{max}} t$. В соответствии с (7.46) при стопорении под действием $M_{\text{с}} > M_{\text{стоп}}$ ошибка $\Delta M_{\omega(1)}$ отрицательна и значение $M_{\text{уст}} > M_{\text{стоп}}$.

На рис.7.16,в представлены статическая характеристика 1 и соответствующие пуску (рис.7.16,о) и стопорению (рис.7.16,б) динамические механические характеристики 2 и 3. Они наглядно показывают расхождения между статикой и динамикой регулирования момента. Во многих случаях эти расхождения при стандартных настройках оказываются недопустимо большими и возникает необходимость введения в контур регулирования момента дополнительных узлов, повышающих точность регулирования.

7.6. Особенности регулирования момента и тока в системе Г-Д

Для реализации стандартной настройки на технический оптимум контура регулирования момента в системе Г-Д при последовательной коррекции имеются две возможности: непосредственная коррекция и введение подчиненного контура регулирования ЭДС генератора или его тока возбуждения.

Так же как и в системе ТП-Д, регулирование момента в системе Г-Д осуществляется с помощью отрицательной обратной связи по току якорной цепи. Структурная схема контура регулирования тока, учитывающая влияние внутренней связи по ЭДС двигателя в виде независимого возмущения по скорости, представлена на рис.7.18,а.

Если принять, что компенсации подлежат большая постоянная T_{Γ} и средняя $T_{\text{я}}$, то $T_{\mu} = T_{\text{тв}} < 0,01$ с, при этом передаточная функция регулятора тока получается в виде

$$W_{p\tau} = \frac{R_{\Sigma} (T_{\Gamma} p + 1) (T_{\text{я}} p + 1)}{k_{\text{тв}} k_{\Gamma} k_{\text{от}} a_{\text{т}} T_{\mu} p} = \frac{T_{\Gamma} T_{\text{я}}}{T_{\mu}} p + \frac{T_{\Gamma} + T_{\text{я}}}{T_{\mu}} + \frac{1}{T_{\mu} p}, \quad (7.47)$$

где

$$T_{\mu} = k_{\text{тв}} k_{\Gamma} k_{\text{от}} a_{\text{т}} T_{\mu} / R_{\Sigma}.$$

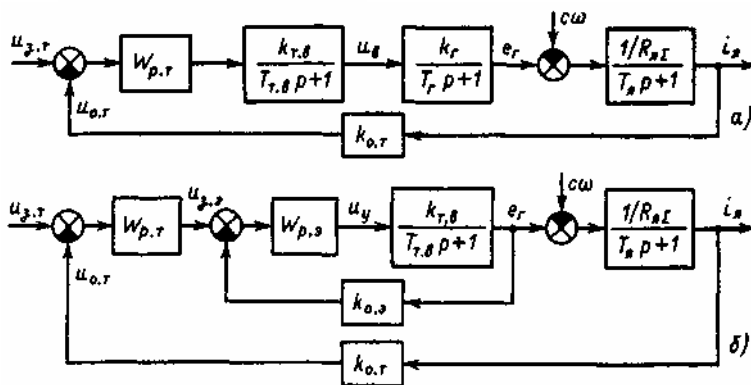


Рис 7.18 Структурные схемы при последовательной коррекции контура регулирования тока в системе Г-Д

Получена передаточная функция ПИД-регулятора. Свойства электропривода при этом в пределах линейности системы совпадают с рассмотренными выше для системы УП-Д с быстродействующим преобразователем. Если использование ПИД-регулятора нежелательно, можно отказаться от компенсации постоянной $T_{\text{я}}$, положив $T_{\mu} = T_{\text{тв}} + T_{\text{я}} > 0,01$ с. Передаточная функция регулятора тока при этом получается в виде

$$W_{p\tau} = (T_{\Gamma} p + 1) / T_{\mu} p = T_{\Gamma} / T_{\mu} + 1 / T_{\mu} p$$

Полученный ПИ-регулятор удобен в реализации, но увеличение суммарной некомпенсированной постоянной $T_{\mu} = T_{\text{тв}} + T_{\text{я}}$ определяет соответствующее снижение быстродействия контура и уменьшение точности регулирования. Это ухудшение свойств контура регулирования тем более значительно, чем больше $T_{\text{я}}$. Поэтому при повышенных значениях $T_{\text{я}}$ более благоприятные

условия регулирования тока и момента обеспечиваются введением подчиненного контура регулирования ЭДС генератора (рис.7.18,б).

Применив уже неоднократно использованный выше метод определения передаточной функции регулятора для контура регулирования ЭДС, получим

$$W_{p\pm} = \frac{T_r p + 1}{k_{\tau\beta} k_r k_{o\pm} a_3 T_{\mu} p} = \frac{T_r}{T_{n\pm}} + \frac{1}{T_{n\pm} p}, \quad (7.49)$$

где

$$T_{\mu} = T_{\tau\beta}; \quad T_{n\pm} = k_{\tau\beta} k_r k_{o\pm} a_3 T_{\mu}.$$

Замкнутый контур регулирования ЭДС имеет передаточную функцию

$$W_{зам\pm} = \frac{1/k_{o\pm}}{a_3 T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1} \approx \frac{1/k_{o\pm}}{a_3 T_{\mu} p + 1}. \quad (7.50)$$

Следовательно, благодаря введению подчиненного контура регулирования ЭДС передаточная функция объекта регулирования тока принимает вид

$$W_{o\pm} = \frac{1/k_{o\pm}}{a_3 T_{\mu} p + 1} \cdot \frac{1/R_{я\pm}}{T_{я\pm} p + 1}. \quad (7.51)$$

В контуре регулирования тока якоря осталась одна подлежащая компенсации постоянная $T_{я}$, но некомпенсируемая инерционность контура возросла $T_{\mu\tau} = a_3 T_{\mu}$. Отсюда регулятор тока должен иметь следующую передаточную функцию

$$W_{p\tau} = \frac{k_{o\pm} R_{я\pm} (T_{я\pm} p + 1)}{k_{o\tau} a_{\tau} a_3 T_{\mu} p} = \frac{T_{я}}{T_{n\tau}} + \frac{1}{T_{n\tau} p}, \quad (7.52)$$

где $T_{n\tau} = (k_{o\tau}/k_{o\pm} R_{я\pm}) a_{\tau} a_3 T_{\mu}$.

Таким образом, введение подчиненного контура регулирования ЭДС позволяет ограничиться применением ПИ-регуляторов. Полученная в результате коррекции передаточная функция замкнутого контура тока якоря имеет вид

$$W_{зам\tau} = \frac{1/k_{o\tau}}{a_{\tau} a_3 T_{\mu} p (a_3 T_{\mu} p + 1) + 1}. \quad (7.53)$$

При настройке на технический оптимум ($a_3 = a_{\tau} = 2$) динамические свойства контура регулирования тока качественно получаются такими же, как и в системе с быстродействующим преобразователем, однако количественно быстродействие контура и точность регулирования тока и момента ухудшаются в 2 раза. Сравнивая вариант одноконтурной системы с ПИ-регулятором тока (7.48) с двухконтурной, можно заключить, что при $T_{\tau\beta} + T_{я} < 2T_{\tau\beta}$ быстродействие и точность регулирования в одноконтурной системе выше, чем в двухконтурной. При $T_{\tau\beta} + T_{я} > 2T_{\tau\beta}$, предпочтителен вариант двухконтурной системы, особенно в тех случаях, когда возможность ограничения максимальной ЭДС генератора представляет практический интерес.

Для ограничения ЭДС генератора значением $E_r \leq E_{r\max}$ в структуре на рис.7.18,б достаточно ограничить выходное напряжение регулятора тока, которое является сигналом задания ЭДС генератора, значением $U_{з\max}$.

Весьма большая постоянная времени генератора T_r является важной особенностью системы Г-Д. Необходимо иметь в виду, что компенсация постоянной T_r исключает эту инерционность из контура только математически. Физически она в контуре регулирования присутствует, и ее влияние компенсируется соответствующим форсированием напряжения возбуждения только в пределах, ограниченных предусмотренным запасом по напряжению

$$U_{B\max} = \alpha U_{Bном}$$

Высокое быстродействие контура регулирования при стандартной настройке требует соответственно быстрых изменений ЭДС генератора. Для изменения ЭДС генератора по закону $e_r = (de_r/dt)_{\max} \cdot t = (de_r/dt)_{\max}/p$ к его обмотке возбуждения в соответствии с передаточной функцией необходимо приложить напряжение

$$U_{в\max} = \frac{T_r p + 1}{k_1 p} \left(\frac{de_r}{dt} \right)_{\max}. \quad (7.54)$$

Если при этом $E_r \ll E_{r\max}$, (7.54) можно упростить:

$$U_{в\max} = \frac{T_r}{k_r} \left(\frac{de_r}{dt} \right)_{\max} \quad (7.55)$$

Этим же соотношением можно воспользоваться для определения требуемых форсировок возбуждения генератора для изменения ЭДС генератора по синусоидальному закону $e_r = \Delta E_{r\max} \sin \Omega t$, при этом подстановка в (7.55) амплитуды производной от e_r дает

$$U_{в\max} = (T_r/k_r) \Omega \Delta E_{r\max} \quad (7.56)$$

Уравнение (7.56) свидетельствует о том, что в связи с большим значением T_r напряжение $U_{вном}$ должно быстро возрастать с увеличением частоты и амплитуды колебаний ЭДС. Пренебрегая насыщением магнитной цепи генератора, с помощью (7.56) оценим требуемый запас по напряжению возбуждения на частоте среза контура регулирования тока, настроенного на технический оптимум

$$U_{в\max} = \frac{T_r}{k_r} \frac{1}{2T_\mu} \Delta E_{r\max} = \frac{T_r}{2T_\mu} \frac{\Delta E_{r\max}}{E_{rном}} U_{вном}, \quad (7.57)$$

где $U_{вном} = E_{rном}/k_r$.

Следовательно, в данном режиме требуется коэффициент форсирования

$$\alpha = \frac{U_{в\max}}{U_{вном}} = \frac{T_r}{2T_\mu} \frac{\Delta E_{r\max}}{E_{rном}} \quad (7.58)$$

При ограниченном запасе по напряжению возбудителя а пределы частот и амплитуд колебаний, в которых система Г-Д остается линейной системой, ограничены:

$$\Omega \Delta E_{r\max} / E_{rном} \leq \alpha / T_r \quad (7.59)$$

Если условие (7.59) не выполняется, система регулирования является нелинейной, главным образом, из-за нелинейности характеристики возбудителя. При этом все полученные выше оценки быстродействия и точности регулирования могут быть недостаточно достоверными. Поэтому при проектировании электроприводов по системе Г-Д с последовательной коррекцией контуров регулирования ЭДС, тока якоря и других координат системы необходимо проверять достаточность принятого запаса по напряжению возбудителя для реализации стандартных показателей регулирования.

С помощью уравнения электрического равновесия якорной цепи Г-Д

$$e_r = c\omega + i_\Sigma R_{\Sigma} + L_{\Sigma} di_\Sigma / dt$$

можно определить производную ЭДС генератора как функцию регулируемой координаты:

$$\frac{de_r}{dt} = c\varepsilon + R_{\Sigma} \frac{di_\Sigma}{dt} + L_{\Sigma} \frac{d^2 i_\Sigma}{dt^2} = \Delta E_{r\text{стоп}} \left(\frac{i_{\Sigma^*}}{T_m} + \frac{di_{\Sigma^*}}{dt} + T_\Sigma \frac{d^2 i_{\Sigma^*}}{dt^2} \right), \quad (7.60)$$

где $\Delta E_{r\text{стоп}} = I_{\text{стоп}} R_{\Sigma}$; $T_m = J_\Sigma R_{\Sigma} / c^2$; $T_\Sigma = L_{\Sigma} / R_{\Sigma}$; $\varepsilon = ci_\Sigma / J_\Sigma$, ($M_c = 0$); $i_{\Sigma^*} = i_\Sigma / I_{\text{стоп}}$.

Зависимость $i_{\Sigma^*} = f(t)$ при настройке на технический оптимум определяется соотношением (6.32)

$$i_{\Sigma^*} = 1 - e^{-\frac{t}{2T_\mu}} \left(\cos \frac{t}{2T_\mu} + \sin \frac{t}{2T_\mu} \right). \quad (7.61)$$

Соответствующие зависимости $di_{\Sigma^*}/dt = f(t)$ и $d^2 i_{\Sigma^*}/dt^2 = f(t)$ могут быть получены с помощью (7.61). Подстановка этих зависимостей в (7.60) позволяет рассчитать кривую $de_r/dt = f(t)$, определить по ней $(de_r/dt)_{\max}$ и далее с помощью (7.55) вычислить требуемое максимальное напряжение возбудителя $U_{в\max} = \alpha_{\text{тр}} \cdot U_{вном}$

Если полной реализации возможного при настройке на технический оптимум быстродействия не требуется, можно ограничиться выбором ω^* по заданному времени пуска (см. §6.3). При этом для определения динамических показателей качества и точности регулирования необходим расчет переходных процессов в системе с учетом основных нелинейностей, который целесообразно выполнять с помощью ЭВМ.

7.7. Частотное регулирование момента асинхронного электропривода

Управляемость асинхронного электропривода, аналогичная управляемости электропривода постоянного тока при $U_a = \text{const}$ и $\Phi = \text{const}$, обеспечивается путем одновременного регулирования частоты f_1 и напряжения U_1 или тока I_1 статорной обмотки.

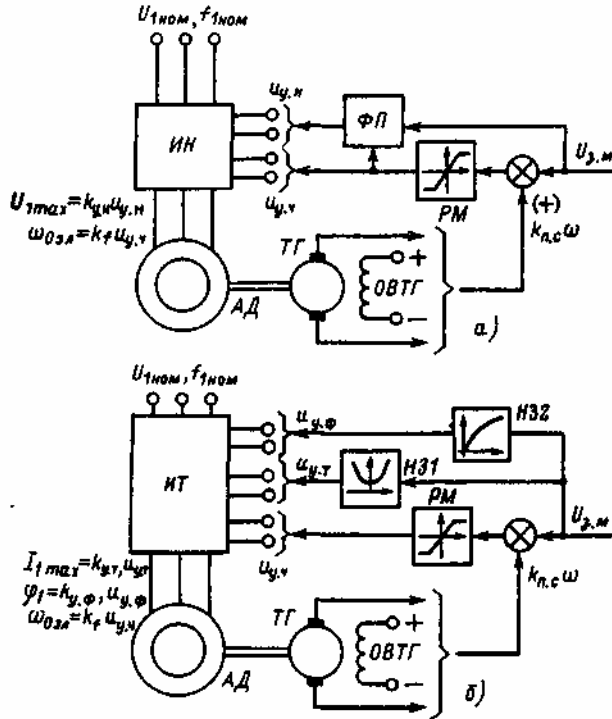


Рис. 7.20. Схемы частотного регулирования момента с инвертором напряжения (а) и инвертором тока (б)

Этот способ регулирования момента реализуется в системе ПЧ-АД, основные особенности которой были подробно рассмотрены в §6.5. При выполнении условий, для которых справедливо линеаризованное уравнение механической характеристики асинхронного двигателя при питании от источника напряжения (см. §3.11) и от источника тока (см. §3.12), при регулировании момента можно использовать структурную схему асинхронного электропривода, представленную на рис.6.14. Если, например, при поддержании постоянным потока $\Psi_1 = \text{const}$ замкнуть систему отрицательной обратной связью по моменту M с коэффициентом обратной связи по моменту $k_{ом}$, асинхронный электропривод приобретет свойства, подробно рассмотренные для обобщенной системы УП-Д в §7.4. Однако реализация рассмотренного там способа регулирования момента по отклонению в применении к асинхронному электроприводу вызывает практические трудности. Важной особенностью асинхронного электропривода является отсутствие

простых способов измерения электромагнитного момента двигателя. Без принятия специальных мер, рассматриваемых в §8.9, момент асинхронного двигателя нелинейно зависит от доступного для измерения тока статора, и реализовать обратную связь по моменту с помощью связи по току, как в электроприводе постоянного тока, здесь не удастся. Как следствие, во многих практических случаях от автоматического регулирования момента по отклонению отказываются и прибегают к использованию компенсационного способа управления с помощью положительной обратной связи по скорости. Как показано на рис.7.20, а и б, для измерения скорости на валу двигателя устанавливается тахогенератор ТГ, ЭДС которого $e_{тг}$ при постоянном потоке $\Phi_{тг}$ пропорциональна скорости:

$$u_{п.с} = k e_{тг} = k_{п.с} \omega,$$

при этом уравнение для канала регулирования частоты имеет вид

$$\omega_{0эл} = k_f u_{у.ч} = k_f k_{р.м} (u_{з.м} + k_{п.с} \omega), \quad (7.63)$$

где $k_{р.м}$ - коэффициент усиления регулятора момента РМ.

В соответствии со структурной схемой на рис.7.11 при учете (7.63) можно записать

$$(T_3 p + 1) M = \beta \left[\frac{k_f k_{р.м}}{p_n} (u_{з.м} + k_{п.с} \omega) - \omega \right] = \frac{\beta k_f k_{р.м}}{p_n} u_{з.м} + \frac{\beta k_f k_{р.м} k_{п.с}}{p_n} \omega - \beta \omega. \quad (7.64)$$

Подбором значений $k_{р.м}$ и $k_{п.с}$ обеспечивается критическая положительная связь по скорости

$$(k_{р.м} k_{п.с})_{кр} = p_n / k_f, \quad (7.65)$$

при этом уравнение механической характеристики запишется в виде

$$(T_3 p + 1) M = k_m u_{з.м}, \quad (7.66)$$

где $k_m = \beta k_f k_{р.м} / p_n$.

Разрешим (7.63) относительно $u_{з.м}$

$$u_{з.м} = \frac{1}{k_f k_{р.м}} \omega_{0эл} - k_{п.с} \omega.$$

С учетом (7.65) получим

$$u_{3,м} = \frac{1}{k_f k_{p,м}} \omega_{0эл} - \frac{p_n}{k_f k_{p,м}} \omega = k_s s_a, \quad (7.67)$$

где $k_s = p_n \omega_{0ном} / k_f k_{p,м}$.

Соотношение (7.67) свидетельствует о том, что в схемах на рис.7.20 сигнал задания момента пропорционален абсолютному скольжению двигателя s_a , поэтому рассматриваемый компенсационный способ иногда называют управлением по абсолютному скольжению.

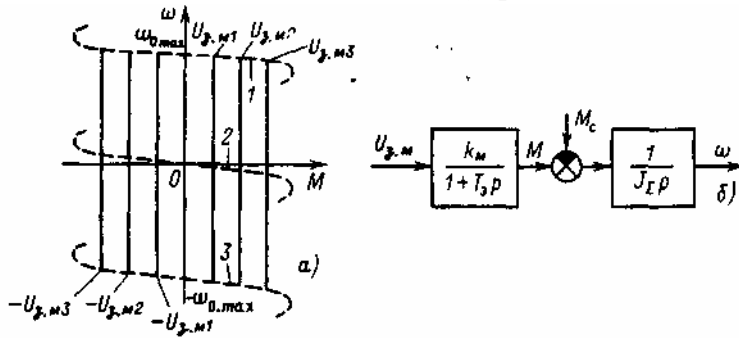


Рис 7.21 Механические характеристики (а) и структурная схема (б) при частотном регулировании момента

характеристикой динамического торможения 2.

При преобразователе частоты, способном передавать энергию как в прямом, так и в обратном направлениях, при критической положительной связи по скорости обеспечивается астатическое регулирование момента в пределах, ограниченных перегрузочной способностью двигателя ($M < M_k$) и при изменении скорости от характеристики 1, соответствующей $\omega_0 = \omega_{0max} = \text{const}$, до характеристики 3, соответствующей противоположному направлению вращения поля и максимальной частоте преобразователя частоты $\omega_0 = -\omega_{0max}$.

Перегрузочная способность M_k в данной схеме зависит от способа управления полем двигателя. Наименьшая перегрузочная способность соответствует регулированию при $\Psi_1 = \text{const}$, наибольшая - при $\Psi_2 = \text{const}$, причем она ограничивается насыщением магнитной цепи машины и запасом по напряжению преобразователя частоты как при питании от источника напряжения (см. рис.7.20,а), так и при питании от источника тока (см. рис.7.20,б).

В схеме с инвертором напряжения для регулирования потока в канале управления напряжением u_{yh} предусматривается функциональный преобразователь ФП, на вход которого подаются сигнал $u_{yч}$, пропорциональный $\omega_{0эл}$, и сигнал $u_{3м}$, пропорциональный абсолютному скольжению s_a . В функции этих величин функциональный преобразователь определяет сигнал задания напряжения u_{yh} в при $\Psi_1 = \Psi_{1ном} = \text{const}$ или $\Psi_2 = \Psi_{2ном} = \text{const}$. В частности, при $\Psi_1 = \text{const}$ сигнал $u_{yh} = U_1 / k_{yh}$ вычисляется по соотношению (6.17а).

В схеме с инвертором тока (см. рис.7.20,б) в канал регулирования тока $u_{yт}$ введено нелинейное звено НЗ1, которое формирует сигнал задания $u_{yт}$ в нелинейной зависимости от s_a , определяемой соотношением (6.17б) при $\Psi_2 = \Psi_{2max} = \text{const}$:

$$u_{yт} = \frac{\Psi_{2max}}{k_{yт} L_{12}} \sqrt{1 + \frac{L_2^2}{R_2'^2} k_f^2 k_{p,м}^2 u_{3м}^2}.$$

Для поддержания постоянным вектора потокосцепления $\bar{\Psi}_2$ в динамике на рис.7.20,б у инвертора тока предусмотрен вход управления фазой тока ϕ_1 . В канал регулирования фазы тока введено нелинейное звено НЗ2, реализующее зависимость от абсолютного скольжения, определяемую по (6.17в):

$$u_{yф} = \frac{1}{k_{yф}} \text{arctg} \frac{L_2 k_f k_{p,м} u_{3м}}{R_2'}.$$

Динамические свойства электропривода с рассматриваемым способом регулирования момента определяются (7.66), которое вместе с уравнением движения позволяет построить структурную схему, представленную на рис.7.21,б.

Рассматривая эту структурную схему, можно заключить, что при задании момента скачком

Механические характеристики $\omega = f(M)$, соответствующие (7.66) при $p=0$, представлены на рис.7.21,д. Они построены в предположении, что преобразователь частоты обладает способностью рекуперации энергии в сеть. Если преобразователь не обеспечивает такой возможности, во втором и четвертом квадрантах механические характеристики существуют в узкой области, ограниченной осью абсцисс и

он нарастает до заданного значения $M_3 = k_M U_{3M}$ по экспоненте и через $(3 \div 4)T_3$ устанавливается на заданном уровне $M = M_3 = \text{const}$. Под действием постоянного момента электропривод при $M_c = \text{const}$ движется равномерно ускоренно до тех пор, пока нарастающая частота $f_1(\omega_{03л})$ не достигнет максимального значения $f_{1\text{max}}(\omega_{03л\text{max}})$. Далее при $f_1 = f_{1\text{max}} = \text{const}$ движение электропривода при данном моменте нагрузки M_c определяется механической характеристикой 1 (рис.7.21,а).

7.8. Влияние отрицательной связи по моменту (току) на динамику упругой электромеханической системы

Структурная схема упругой электромеханической системы, замкнутой отрицательной обратной связью по моменту (или току) двигателя, приведена на рис.7.22,а. В результате структурных преобразований эту схему можно привести к виду, представленному на рис.7.22,б. Сравнивая преобразованную схему со структурной схемой обобщенной разомкнутой упругой электромеханической системы на рис.6.15,а, можно установить, что введение обратной связи по моменту видоизменяет передаточную функцию динамической жесткости механической характеристики. При данной механической части динамика упругой электромеханической системы полностью определяется частотными характеристиками динамической жесткости, а изменения, вносимые обратной связью по моменту, выявляются путем анализа изменений в указанных характеристиках.

В гл.4 было установлено, что электропривод с линейной механической характеристикой при определенных сочетаниях параметров оказывает на возникающие в механической части упругие колебания сильное демпфирующее действие. Был выполнен анализ этого влияния для системы, имеющей передаточную функцию динамической жесткости

$$\beta_{\text{дин}} = -\beta_c / (T_3 p + 1),$$

и установлены оптимальные сочетания параметров, обеспечивающие минимум колебательности электромеханической системы. Передаточная функция динамической жесткости в системе, замкнутой отрицательной связью по моменту, определяется выражением (7.28):

$$\beta_{\text{дин } \Sigma} = - \frac{\beta_c (T_n p + 1)}{(T_3 p + 1)(T_n p + 1) + \beta_c k_{\phi} k_n}.$$

Изменения, вносимые обратной связью по моменту, при $T_n \approx 0$ наглядно показаны на рис.7.11,а, а при $T_n \gg T_3$ - на рис.7.11,б.

При безынерционном преобразователе ($T_n = 0$) отрицательная обратная связь по моменту эквивалентна введению дополнительных сопротивлений в силовую цепь двигателя. Если в разомкнутой системе жесткость естественной механической характеристики β_c была выше оптимальной по критерию минимума колебательности, путем введения отрицательной связи по моменту или току можно увеличить демпфирование колебаний. Если, напротив, жесткость β_c ниже оптимальной, отрицательная связь по моменту может только ухудшать демпфирование.

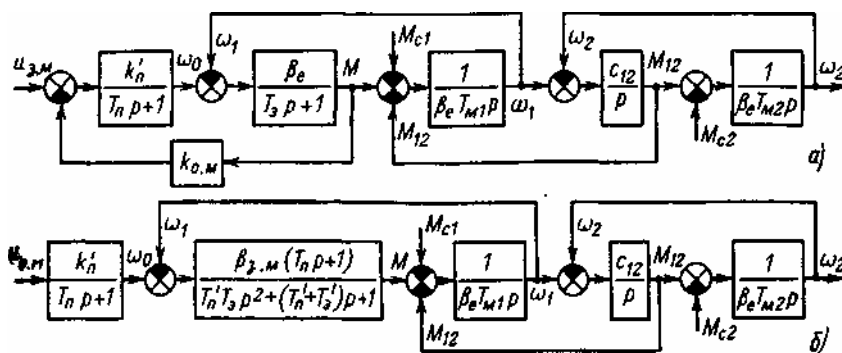


Рис. 7.22 Структурные схемы упругой электромеханической системы с обратной связью по моменту

На практике обратная связь по моменту (току) вводится для регулирования момента или тока с определенной точностью, поэтому при $T_n \approx 0$ она всегда оказывается настолько сильной, что исключает демпфирование колебаний электроприводом. Во всех подобных случаях она отрицательно сказывается на колебательности процессов в механической части электропривода. При

преобразователе, обладающем большой электромагнитной инерцией ($T_n \gg T_3$), при определенных сочетаниях параметров высокое демпфирование сохраняется даже при абсолютно мягкой статической механической характеристике. В этом можно убедиться, рассматривая рис.7.11,б: малая жесткость β_{3M} сохраняется только при весьма низких частотах: $\Omega < 1/T_n$. В области средних

частот инерционность преобразователя является фильтром и обратная связь по моменту проявляется слабо ($\beta_{\text{зм}} \rightarrow \beta_{\text{е}}$). Если $\lambda/T_{\text{п}} \leq \Omega_{12} \leq 1/T_{\text{г}}$ и в разомкнутой системе имела место минимальная колебательность, то она может не измениться существенно и в системе, замкнутой по моменту или току.

Значение $T_{\text{п}}'$ зависит от коэффициента отрицательной связи по моменту (току), поэтому наиболее благоприятные условия для сохранения демпфирующей способности при регулировании момента обеспечиваются в комбинированной системе регулирования с формирующей положительной связью по скорости. Введение критической положительной связи по скорости позволяет обеспечить высокую статическую точность регулирования, а коэффициент отрицательной связи по моменту или току может быть выбран таким, чтобы на частоте резонанса Ω_{12} динамическая жесткость была близка к естественной $\beta_{\text{е}}$.

Рассмотренные условия характерны для мощных электроприводов, выполненных по схеме Г-Д. Использование отрицательной связи по току якоря в сочетании с критической положительной связью по напряжению генератора в системе Г-Д обеспечивает благоприятные характеристики и динамические свойства многих электроприводов действующих установок в различных отраслях промышленности.

При настройке контура регулирования момента (тока) на технический оптимум в системе ТП-Д путем последовательной коррекции роль фильтра может выполнять постоянная интегрирования $T_{\text{н}}$ ПИ-регулятора, но только в области высоких частот механических колебаний. При суммарной некомпенсированной постоянной $T_{\text{п}} < 0,01$ с быстродействие контура при $a_{\text{м}} = 2$ высоко и электромеханическая связь на частотах $\Omega_{12} = 10 \div 30$ 1/с ослабляется существенно. Уменьшить быстродействие и сохранить демпфирование можно путем выбора $a_{\text{м}} > 2$. Однако при этом необходимо проверить, не снижается ли при больших $a_{\text{м}}$ динамическая точность регулирования момента до недопустимого уровня.

В заключение отметим, что электропривод по системе ИТ-Д без обратных связей обладает свойствами практически идеального источника момента. В таком электроприводе демпфирование упругих колебаний со стороны электрической части системы невозможно, так как связь электрических и механических процессов в системе отсутствует, и механические колебания не оказывают влияния на развиваемый двигателем электромагнитный момент.

7.9. Контрольные вопросы к гл. 7

1. Для механизма требуется электропривод с точным, быстродействующим и экономичным регулированием момента в четырех квадрантах механических характеристик. Сопоставьте по всем показателям две системы: а) ИТ-Д с тиристорным возбудителем; б) ТП-Д с контуром регулирования тока, настроенным на технический оптимум.

2. Изобразите статические характеристики и проанализируйте динамические свойства системы ТП-Д при стандартной настройке контура тока в случае, когда применен нереверсивный ТП.

3. Проанализируйте, как изменяются потери при работе асинхронного электропривода с релейным автоматическим регулированием момента (тока) в цепи ротора. Как повлияет на работу привода уменьшение чувствительности регулятора?

4. В системе ТВ-Г-Д астатическое регулирование тока якоря обеспечено с помощью отрицательной связи по току и критической положительной связи по напряжению генератора. К каким последствиям приведет: а) обрыв цепи положительной связи по напряжению; б) обрыв цепи отрицательной связи по току якоря.

5. В системе ПЧ(ИТ)-АД с регулированием момента по абсолютному скольжению оборвалась цепь нелинейного звена на входе u . Как это повлияет на работу электропривода?

6. Объясните, почему в системе ТП-Д с контуром регулирования тока, настроенным на технический оптимум, при пуске ток меньше стопорного значения, а при стопорении под действием $M_{\text{е}} > M_{\text{стоп}}$ - больше стопорного значения?

Регулирование скорости электропривода**8.1. Общие сведения**

Технологические режимы многих производственных механизмов на разных этапах работы требуют движения исполнительного органа с различной скоростью, что обеспечивается либо механическим путем, либо путем электрического регулирования скорости электропривода. Механические способы регулирования реализуются с помощью ступенчатого или плавного изменения передаточного числа i_0 системы. Они требуют введения в кинематическую цепь привода коробок передач, механических вариаторов и других устройств, усложняющих механическую часть электропривода, снижающих его надежность и затрудняющих автоматизацию технологического процесса.

Этих недостатков лишен другой путь - электрическое регулирование скорости электропривода, поэтому разработке различных способов его реализации за время развития электропривода уделяется много внимания. В настоящее время механическое регулирование находит ограниченное применение и обычно сочетается с электрическим. В большинстве случаев регулирование скорости механизма обеспечивается заданием различной скорости двигателя, поддержанием ее на заданном уровне, изменением во времени по требуемым законам с определенной точностью. Изучению общих вопросов, связанных с выполнением электроприводом этих функций, и посвящена данная глава. Главная задача - изучение основных способов регулирования скорости и физических свойств регулируемого по скорости электропривода.

В связи с простотой технической реализации на практике находит достаточно широкое применение регулирование скорости в разомкнутой системе, осуществляемое изменением параметров и управляющих воздействий, определяющих искусственные механические характеристики электропривода. Однако в связи с повышением требований к точности область применения этих простейших способов постепенно сужается. Все большее значение приобретает автоматическое регулирование скорости по отклонению и по возмущающим воздействиям.

В данной главе рассматривается регулирование скорости как в разомкнутых, так и в замкнутых системах электропривода. В связи с тем, что введение обратных связей влияет как на точность, так и на динамику системы, при изучении свойств электропривода с автоматическим регулированием скорости должно уделяться особое внимание оценкам динамических показателей точности и качества регулирования аналогично тому, как это было сделано при рассмотрении вопросов регулирования момента.

К числу показателей, характеризующих различные способы регулирования скорости, наряду с рассмотренными в §6.1 общими показателями, относится важный дополнительный показатель - допустимая нагрузка при работе на регулировочных характеристиках.

Возможность продолжительной работы электропривода с различными скоростями вызывает необходимость определения допустимой по нагреву нагрузки $M_{\text{доп}} = M_{\text{с доп}}$. При изменениях скорости допустимый по нагреву момент двигателя может изменяться из-за изменения условий вентиляции и потерь энергии, выделяющихся в двигателе. В связи с этим допустимый момент при регулировании скорости в общем случае является функцией скорости.

Как было установлено в гл.1, момент нагрузки электропривода также является функцией скорости $M_c = f(\omega)$. Очевидно, что для полного использования двигателя по допустимому моменту необходимо выполнение условия

$$M_c(\omega) = M_{\text{доп}}(\omega). \quad (8.1)$$

При существенных нарушениях условия (8.1) возникает необходимость неоправданного завышения мощности двигателя. Поэтому при изучении различных способов регулирования важно установить, для какого характера механической нагрузки $M_c(\omega)$ рационально их применение.

Основой для расчета параметров и воздействий при проектировании разомкнутых систем регулирования скорости являются соответствующие уравнения статических механических характеристик. При этом задаются требуемыми значениями скорости ω_{c1} при заданном моменте нагрузки $M = M_c$, подставляют значения ω_{c1} и M_c в уравнение механической характеристики и, решая полученное уравнение, находят соответствующие значения параметра или воздействия. При решении подобных задач могут быть полезны примеры расчета характеристик, приведенные в гл.3

Особенности расчета параметров замкнутых систем регулирования скорости электропривода поясняются примерами расчета, приведенными в данной главе.

8.2. Реостатное регулирование скорости

Введение добавочных резисторов в силовую цепь двигателей, рассмотренное в §7.2 как средство регулирования момента и тока, при необходимости используется и для регулирования скорости, при этом схемы регулирования, представленные на рис.7.1, не претерпевают изменений. Однако иная цель введения резисторов и регулирования их сопротивлений вносит существенные отличия в оценку ряда показателей регулирования.

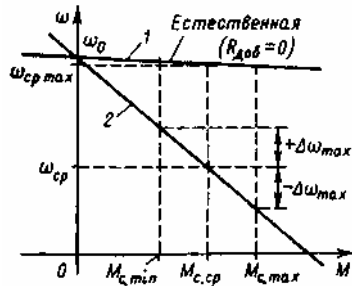


Рис 8.1 Реостатное регулирование скорости в разомкнутой системе

При оценке точности реостатного регулирования момента было установлено, что изменение скорости вследствие электрохимической связи является возмущением и тем более сильным, чем выше модуль жесткости характеристики. При регулировании скорости точность реостатного регулирования, напротив, повышается с увеличением модуля жесткости, а возмущением являются изменения нагрузки на валу двигателя. В этом можно убедиться, рассматривая рис.8.1. Введение добавочного резистора приводит к снижению средней скорости от $\omega_{ср,макс}$ на естественной характеристике 1 до $\omega_{ср}$ на реостатной характеристике 2, при этом, если $M_c = M_{ср} = \text{const}$, скорость электропривода поддерживается постоянной $\omega = \omega_{ср} = \text{const}$. Однако изменения статической нагрузки в пределах от $M_{смакс}$ до

$M_{смин}$ вызывают абсолютную ошибку регулирования

$$\Delta\omega_{макс} = (\omega_{макс} - \omega_{мин})/2 = (M_{смакс} - M_{смин})/2\beta_n, \quad (8.2)$$

где β_n - модуль жесткости искусственной характеристики. Соответствующее значение относительной ошибки

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{макс}/\omega_{ср} &= (\omega_{макс} - \omega_{мин})/(\omega_{макс} + \omega_{мин}) = \\ &= (M_{смакс} - M_{смин})/2\beta_n\omega_{ср}. \end{aligned} \quad (8.3)$$

Из (8.2) и (8.3) следует, что абсолютная и относительная ошибки регулирования по мере увеличения сопротивления $R_{доб}$ увеличиваются, причем особенно быстро увеличивается относительная ошибка, так как при увеличении $R_{доб}$ уменьшаются β_n и $\omega_{ср}$.

Если в (8.3) принять $\Delta\omega/\omega_{ср} = (\Delta\omega/\omega_{ср})_{доп}$, $\beta_n = \beta_{мин}$, а $\omega_{ср} = \omega_{ср,мин} = D\omega_{ср,макс} \approx D\omega_{ном}$, можно получить следующее выражение, определяющее возможный диапазон регулирования скорости при заданной точности:

$$D = 2\beta_{мин}\omega_{ном} (\Delta\omega/\omega_{ср})_{доп} / (M_{смакс} - M_{смин}). \quad (8.4)$$

Соотношение (8.4) свидетельствует о том, что при реостатном регулировании при широких пределах изменения нагрузки возможный диапазон регулирования скорости невелик даже при невысокой требуемой точности регулирования. Практически при реостатном регулировании возможный диапазон регулирования скорости ограничивается значениями $D=1,5 \div 2$.

При использовании реостатного регулирования следует иметь в виду, что точность регулирования скорости может дополнительно снижаться вследствие колебания других факторов, например, колебание напряжения сети, температурные изменения сопротивлений обмоток и т.п.

Плавность реостатного регулирования скорости невелика, так как для переключения ступеней регулировочного резистора требуется предусматривать контакторы. При этом стремление уменьшить массогабаритные показатели и стоимость панели управления обычно вынуждает ограничивать число ступеней значениями 3-6. К числу достоинств реостатного регулирования относятся простота и невысокие затраты на реализацию. Однако не достатком этого способа является увеличение потерь энергии в силовой цепи по мере снижения скорости:

$$\Delta P_2 = M(\omega_0 - \omega) = M\omega_0 s \quad (8.5)$$

При номинальной нагрузке потери энергии тем больше, чем больше диапазон регулирования скорости:

$$\Delta P_{2\max} = M_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}} \frac{\omega_0 - \omega_{\min}}{\omega_{\text{ном}}} \approx P_{\text{ном}} \frac{D-1}{D}. \quad (8.6)$$

Поэтому КПД электропривода при реостатном регулировании быстро снижается по мере расширения пределов регулирования скорости. Коэффициент мощности асинхронного электропривода при этом сохраняется на уровне номинального значения. Если предположить, что двигатель имеет независимую вентиляцию, в качестве критерия допустимой по нагреву нагрузки можно принять ток силовой цепи двигателя $I_{\text{дв}} = I_{\text{ном}}$. В общем случае при реостатном регулировании для асинхронного двигателя

$$M_{\text{доп}} = k\Phi_{\text{ном}} I_{2\text{ном}} \cos \varphi_{2\text{ном}} = M_{\text{ном}} = \text{const.}$$

Аналогично и для двигателя постоянного тока с независимым или последовательным возбуждением получим

$$M_{\text{доп}} = k\Phi_{\text{ном}} I_{\text{ном}} = M_{\text{ном}} = \text{const.}$$

Таким образом, реостатное регулирование скорости при независимой вентиляции двигателя с точки зрения полного использования двигателя по допустимой нагрузке есть регулирование при постоянном моменте. Соответственно данный способ регулирования по условию допустимой нагрузки наиболее целесообразен для механизмов, у которых момент нагрузки не зависит от скорости: $M_c = \text{const.}$

Таковы основные показатели реостатного регулирования скорости в разомкнутой системе. Точность и плавность этого способа регулирования скорости могут быть существенно увеличены в замкнутой системе автоматического регулирования скорости по отклонению.

Для осуществления автоматического реостатного регулирования скорости асинхронного двигателя может быть использована система релейного регулирования момента (см. рис.7.3), если ее дополнить отрицательной обратной связью по скорости по схеме, показанной на рис.8.2,а.

Уравнение механической характеристики электропривода в замкнутой системе регулирования можно записать на основе линеаризации зависимости (7.15)

$$M = k_M I_{d\text{ср}} = k_M I_{d3}, \quad (8.7)$$

положив $I_{d3} = U_{3\text{т}}/k_{\text{от}}$ и приняв в качестве оценки инерционности контура релейного регулирования тока T_μ значение постоянной времени T_0 , соответствующей открытому состоянию тиристорного ключа ТК (см. §7.2). При этих условиях для схемы на рис.8.2,а можно записать

$$k_m k_p (U_{3\text{с}} - k_{\text{ос}} \omega) = k_{\text{от}} (T_\mu p + 1) M. \quad (8.8)$$

Отсюда

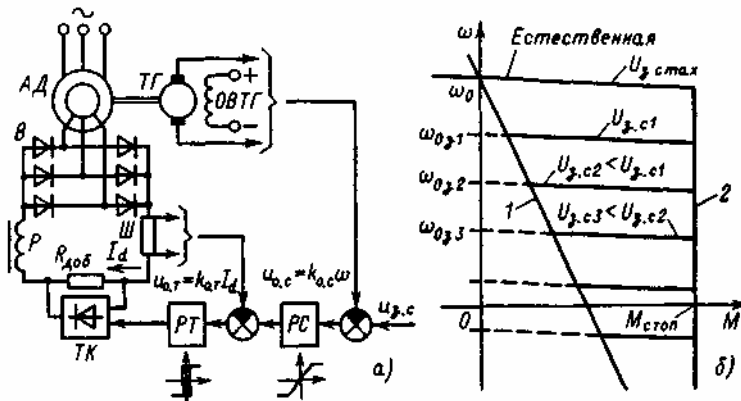
$$(T_\mu p + 1) M = \beta_{3\text{с}} (\omega_{03} - \omega), \quad (8.9)$$

где $\beta_{3\text{с}} = k_{\text{ос}} k_p k_m / k_{\text{от}}$; $\omega_{03} = U_{3\text{с}} / k_{\text{ос}}$.

Положив в (8.9) $p=0$, получим уравнение статической механической характеристики в виде

$$\omega = \omega_{03} - M/\beta_{3\text{с}} \quad (8.10)$$

Механические характеристики, соответствующие различным значениям $U_{3\text{с}}$, показаны на рис.8.2,б. Пределы, в которых регулятор скорости может поддерживать скорость постоянной, ограничены при малых нагрузках реостатной характеристикой 1 (резистор $R_{\text{доб}}$ не выключается), а при больших - характеристикой 2, которая определяется максимальным значением выходного напряжения регулятора скорости, соответствующим насыщению его характеристики, показан-



Фиг. 8.2 Схема и механические характеристики асинхронного электропривода при реостатном автоматическом регулировании скорости

ной на рис.8.2,а. Объясняется это тем, что в данной схеме выходное напряжение РС является сигналом задания тока $U_{\text{зт}}$, а следовательно, и момента M .

Модуль жесткости статической характеристики $\beta_{\text{зс}}$ пропорционален $k_{\text{ос}}$, подбором значений которого можно получить достаточно жесткие регулировочные механические характеристики. Однако при этом следует иметь в виду, что введение обратной связи по скорости влияет на динамику системы.

С помощью (8.8) и уравнения движения электропривода на рис.8.3,а построена структурная схема рассматриваемого контура регулирования скорости. Для анализа процессов по управляющему воздействию положим в ней $M_{\text{с}}=0$ и приведем ее к единичной обратной связи. Структурная схема примет вид, показанный на рис.8.3,б. В схеме принято обозначение электромеханической постоянной времени в замкнутой системе:

$$T_{\text{м.з}} = J_{\Sigma} k_{\text{о.т}} / k_{\text{о.с}} k_{\text{р.с}} k_{\text{м}} = J_{\Sigma} / \beta_{\text{з.с}}. \quad (8.11)$$

Соответствующая ЛАЧХ разомкнутого контура представлена на рис.8.3,е. Как видно из рисунка, быстродействие контура регулирования ограничивается $T_{\mu}=T_0$, так как для получения требуемого качества регулирования необходимо выполнение условия $T_{\text{мз}} > T_0$, а значения $T_{\text{мз}}$ по мере увеличения $k_{\text{ос}}$ уменьшаются в обратно пропорциональной зависимости.

Настройке на технический оптимум соответствует соотношение постоянных времени контура $a_{\text{с}}=T_{\text{мз}}/T_{\mu}=T_{\text{мз}}/T_0=2$. Такое соотношение обеспечивается при следующем значении коэффициента обратной связи по скорости:

$$k_{\text{о.с.опт}} = \frac{J_{\Sigma} k_{\text{о.т}}}{2 k_{\text{м}} k_{\text{р.с}} T_{\mu}},$$

где $T_{\mu}=T_0$.

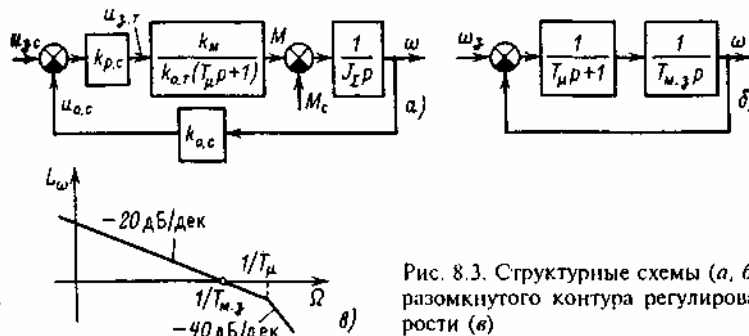


Рис. 8.3. Структурные схемы (а, б) и ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования скорости (в)

Следует учитывать, что постоянная времени T_0 зависит от скольжения двигателя, уменьшаясь при его возрастании.

Для того чтобы качество регулирования оставалось высоким во всем диапазоне регулирования, расчетное значение постоянной времени T_{μ} необходимо принимать равным

наибольшему значению T_0 .

Соотношение (8.12) характеризует предельную жесткость механической характеристики, которую можно получить в данной схеме при заданном качестве регулирования без применения динамической коррекции.

8.3. Схемы шунтирования якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

Наиболее благоприятные условия регулирования скорости двигателя с независимым возбуждением обеспечиваются изменением подведенного к якорной цепи напряжения $U_{\text{я}}$. Для автоматического регулирования скорости предусматривается питание якорной цепи от индивидуального управляемого преобразователя (системы Г-Д и ТП-Д). Однако при невысоких требованиях к точности и плавности регулирования в промышленных электроприводах используются резисторные схемы включения, получившие название схем шунтирования якоря.

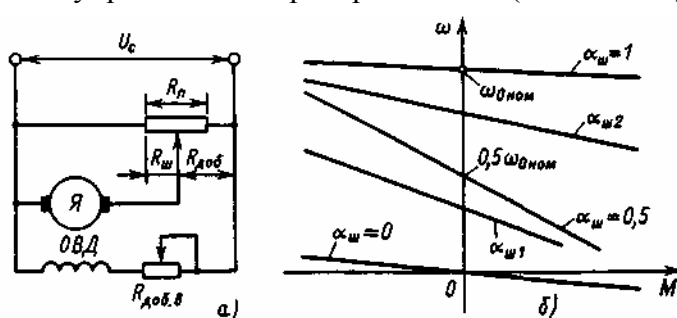


Рис 8.4 Регулирование скорости двигателя с независимым возбуждением в потенциометрической схеме

Потенциометрическая схема регулирования скорости двигателей с независимым возбуждением приведена на рис.8.4,а. При двигателе небольшой мощности потенциометр

может быть выполнен в виде реостата с подвижным контактом, путем перемещения которого подведенное к двигателю напряжение можно изменять от 0 до $U_{\text{я}}=U_{\text{ном}}$. Электромеханическая и механическая характеристики двигателя в этой схеме могут быть получены по аналогии с системой УП-Д, если рассматривать потенциометр как источник регулируемого напряжения с внутренней ЭДС, равной напряжению холостого хода:

$$E_{\text{пр}} = U_{\text{хх}} = \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}} + R_{\text{доб}}} U_{\text{ном}} = \frac{R_{\text{ш}}}{R_{\text{п}}} U_{\text{ном}} = \alpha_{\text{ш}} U_{\text{ном}}, \quad (8.13)$$

и внутренним сопротивлением

$$R_{\text{пр}} = R_{\text{ш}} R_{\text{доб}} / (R_{\text{ш}} + R_{\text{доб}}) = \alpha_{\text{ш}} (1 - \alpha_{\text{ш}}) R_{\text{п}}. \quad (8.14)$$

Подставив (8.13) и (8.14) в (6.6), получим уравнения характеристик в потенциометрической схеме в следующем виде:

$$\omega = \alpha_{\text{ш}} \omega_{0\text{ном}} - \frac{R_{\text{я}} + \alpha_{\text{ш}} (1 - \alpha_{\text{ш}}) R_{\text{п}}}{c} I_{\text{я}}; \quad (8.15)$$

$$\omega = \alpha_{\text{ш}} \omega_{0\text{ном}} - \frac{R_{\text{я}} + \alpha_{\text{ш}} (1 - \alpha_{\text{ш}}) R_{\text{п}}}{c^2} M. \quad (8.16)$$

Из (8.16) следует, что при перемещении движка потенциометра скорость идеального холостого хода уменьшается пропорционально $\alpha_{\text{ш}}$, а модуль жесткости статической характеристики

$$\beta_{\text{ш}} = \frac{c^2}{R_{\text{я}} + \alpha_{\text{ш}} (1 - \alpha_{\text{ш}}) R_{\text{п}}} \quad (8.17)$$

является переменной, зависящей от $\alpha_{\text{ш}}$. При $\alpha_{\text{ш}}=0$ и $\alpha_{\text{ш}}=1$ жесткость $\beta_{\text{ш}}$ равна жесткости естественной характеристики двигателя β при питании его от бесконечно мощной сети. При промежуточных значениях $\alpha_{\text{ш}}$ модуль жесткости $\beta_{\text{ш}} < \beta$, причем его минимум может быть определен обычным путем. Продифференцировав знаменатель (8.17) по $\alpha_{\text{ш}}$ и приравняв производную нулю, нетрудно определить значение $\alpha_{\text{ш}}=0,5$, при котором $\beta_{\text{ш}}$ имеет минимум:

$$\beta_{\text{ш min}} = c^2 / (R_{\text{я}} + 0,25 R_{\text{п}}). \quad (8.18)$$

Полученный результат позволяет построить механические характеристики двигателя в потенциометрической схеме (рис.8.4,б).

Рассматривая (8.18), можно установить, что минимальная жесткость механической характеристики в потенциометрической схеме по модулю тем больше, чем меньше сопротивление потенциометра $R_{\text{п}}$, т. е. чем больше его мощность.

Так как при регулировании поток двигателя остается постоянным ($\Phi=\Phi_{\text{ном}}$), допустимая нагрузка двигателя без учета изменения условий охлаждения постоянна: $M=M_{\text{ном}}=\text{const}$. При такой нагрузке двигателя мощность потенциометра превышает номинальную мощность двигателя, так как определяется напряжением сети $U_{\text{ном}}$ и наибольшим током потенциометра: $I_{\text{пmax}}=I_{\text{ном}}+I_{\text{пmax}}>I_{\text{ном}}$. Наибольший ток шунтирующей части потенциометра $I_{\text{шmax}}$ быстро увеличивается при уменьшении $R_{\text{п}}$, поэтому минимальная жесткость механических характеристик в рассматриваемой схеме ограничивается приемлемой мощностью потенциометра. Тем самым ограничивается и возможный при данных пределах изменения нагрузки и требуемой точности диапазон регулирования скорости.

Плавность регулирования при небольшой мощности двигателя, позволяющей использовать ползунковый реостат, получается достаточно высокой. Однако с возрастанием мощности двигателя эта возможность исключается и регулирование осуществляется переключением ступеней регулировочных сопротивлений $R_{\text{ш}}$ и $R_{\text{доб}}$ с помощью силовой коммутирующей аппаратуры. При таком регулировании принимать суммарное сопротивление потенциометра $R_{\text{п}}=R_{\text{ш}}+R_{\text{доб}}$ постоянным нецелесообразно, так как сопротивления $R_{\text{ш}}$ и $R_{\text{доб}}$ могут регулироваться независимо. Для этого случая (8.15) и (8.16) удобно представить в виде

$$\omega = \alpha_{ш} \omega_{0ном} - \frac{R_{я} + \alpha_{ш} R_{доб}}{c} I_{я}; \quad (8.19)$$

$$\omega = \alpha_{ш} \omega_{0ном} - \frac{R_{я} + \alpha_{ш} R_{доб}}{c^2} M \quad (8.20)$$

Следует иметь в виду, как изменяются характеристики двигателя при изменении $R_{ш}$ при неизменном $R_{доб}$ или наоборот. Примем сначала $R_{доб} = \text{const}$ и будем изменять в (8.19) $R_{ш}(\alpha_{ш})$.

При изменении сопротивления шунтирующего резистора от бесконечности до нуля скорость идеального холостого хода непрерывно уменьшается от $\omega_{0ном}$ до 0, а жесткость возрастает от $\beta_{ш} = c^2/(R_{я} + R_{доб})$ до $\beta_{ш} = \beta$. Все эти характеристики пересекаются в одной точке, в которой ток якоря двигателя имеет значение

$$I_{к1} = U_{ном} / R_{доб}, \quad (8.21)$$

при скорости в режиме противовключения

$$\omega_{к1} = -R_{я} I_{к1} / c. \quad (8.22)$$

Это можно установить, определив напряжение на выводах якоря двигателя при $I_{я} = I_{к1}$ и $\omega = \omega_{к1}$:

$$U_{я} = I_{к1} R_{я} + c \omega_{к1}. \quad (8.23)$$

Подставляя (8.22) в (8.23), убеждаемся, что в этой точке на выводах якоря напряжение равно нулю, так как ЭДС двигателя, работающего в генераторном режиме, равна падению напряжения на сопротивлении якоря. При любом сопротивлении $R_{ш}$ ток $I_{ш}$ в этой точке равен нулю, поэтому

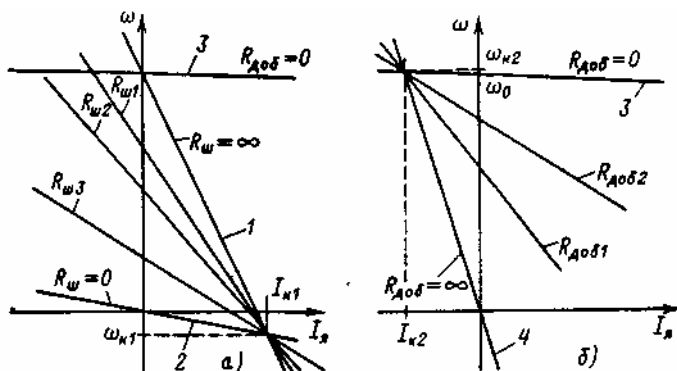


Рис 8.5 Характеристики в схеме шунтирования якоря двигателя с независимым возбуждением при $R_{доб} = \text{const}$, $R_{ш} = \text{var}$ (а) и при $R_{ш} = \text{const}$, $R_{доб} = \text{var}$ (б)

а скорость имеет значение

$$\omega_{к2} = (U_{ном} + I_{к2} R_{я}) / c = \omega_{0ном} (1 + R_{я} / R_{ш}).$$

В этой точке напряжение на выводах двигателя равно напряжению сети, поэтому ток из сети не потребляется и значение $R_{д}$ не сказывается на условиях работы двигателя. Графически точка $I_{к1}$, $\omega_{к1}$ определяется пересечением реостатной характеристики при $R_{я\Sigma} = R_{я} + R_{доб} (R_{ш} = \infty)$ и естественной характеристики динамического торможения ($R_{ш} = 0$) (прямые 1 и 2 на рис.8.5,а).

Точка $I_{к2}$ и $\omega_{к2}$ определяется пересечением естественной характеристики двигателя 3 ($R_{доб} = 0$) и реостатной характеристики динамического торможения 4 ($R_{доб} = \infty$), как показано на рис.8.5,б.

Таким образом, механические характеристики в схеме шунтирования якоря двигателя с независимым возбуждением являются характеристиками двигателя, питаемого от источника регулируемого напряжения с относительно большим и изменяющимся при регулировании напряжения внутренним сопротивлением.

она является общей для всего рассматриваемого семейства характеристик (рис 8.5,а)

Аналогичная общая точка обнаруживается и в семействе характеристик, соответствующем $R_{ш} = \text{const}$ и $R_{доб} = \text{var}$ (рис.8.5,б).

Все эти характеристики пересекаются в точке, где ток якоря определяется соотношением

$$I_{к2} = -U_{ном} / R_{ш},$$

8.4. Схемы шунтирования якоря двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением

Для маломощных двигателей с последовательным возбуждением применима потенциометрическая схема регулирования напряжения, приложенного к силовой цепи двигателя, аналогичная рассмотренной на рис.8.4,а. Механические характеристики в этой схеме подобны характеристикам двигателя с последовательным возбуждением при различных напряжениях, но с увеличенным и изменяющимся от характеристики к характеристике суммарным сопротивлением якорной цепи.

Более благоприятная форма регулировочных механических характеристик получается в схеме шунтирования якоря, представленной на рис.8.6,а. В этой схеме сопротивление шунтирует только обмотку якоря двигателя, а обмотка возбуждения включается последовательно в цепь добавочного сопротивления $R_{доб}$.

Как следствие, по сравнению с потенциометрической схемой здесь кроме снижения подведенного к цепи якоря двигателя напряжения достигается также эффект увеличения тока возбуждения за счет тока, протекающего по $R_{ш}$. Благодаря последнему ток возбуждения при идеальном холостом ходе $I_{я}=0$ не равен нулю:

$$I_{я0} = I_{ш0} = (1 - \alpha'_ш) U_c / (R_{доб} + R_{я}),$$

где

$$\alpha'_ш = R_{ш} / (R_{ш} + R_{доб} + R_{я}),$$

а скорость идеального холостого хода имеет ограниченное значение:

$$\omega_{0ш} = \alpha'_ш U_c / k\Phi(I_{я0}).$$

При $\omega > \omega_{0ш}$ двигатель переходит в генераторный режим, в котором поступающая с вала механическая энергия преобразуется в электрическую и теряется в виде теплоты в сопротивлениях $R_{я}$ и $R_{ш}$. Двигатель работает генератором параллельно с сетью на сопротивление $R_{ш}$, и увеличение напряжения на $R_{ш}$ по мере роста скорости двигателя вызывает постепенное уменьшение потребляемого из сети тока, т. е. тока возбуждения. При $I_{ш}R_{ш} \rightarrow U_c$ $I_{я} \rightarrow 0$, а скорость двигателя неограниченно возрастает. Поэтому в области генераторного режима электромеханическая характеристика по мере роста скорости асимптотически приближается к прямой: $I_{я} = I_{к2} = -U_c / R_{ш}$. Так как при этом поток стремится к нулю, момент двигателя в генераторном режиме вначале возрастает, достигает максимума и в дальнейшем при $\omega \rightarrow \infty$ $M = k\Phi I_{я} \rightarrow 0$, т.е. механическая характеристика асимптотически приближается к оси ординат слева.

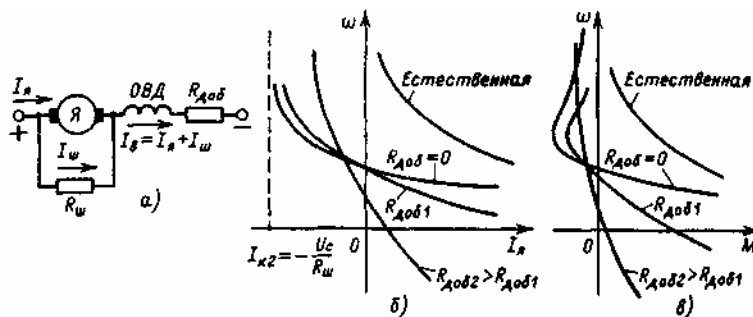


Рис. 8.6 Схема шунтирования якоря двигателя с последовательным возбуждением (а) и соответствующие ей электромеханические (б) и механические (в) характеристики при $R_{ш} = \text{const}$, $R_{доб} = \text{var}$

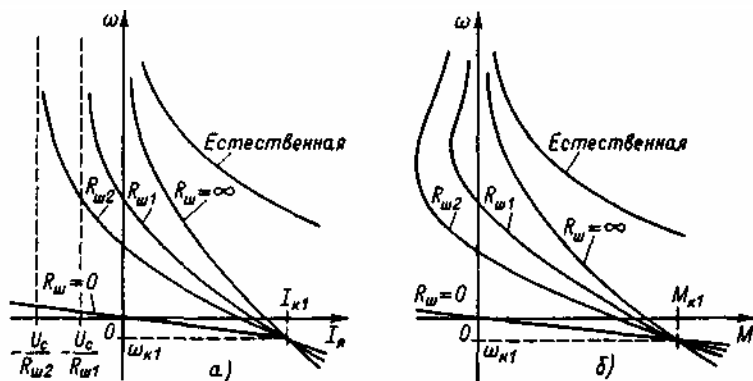


Рис. 8.7. Характеристики в схеме рис. 8.6,а при $R_{доб} = \text{const}$, $R_{ш} = \text{var}$

Электромеханические и механические характеристики в схеме шунтирования якоря двигателя с последовательным возбуждением на рис.8.6,б и в приведены для случая, когда $R_{ш} = \text{const}$, $R_{доб} = \text{var}$. Благодаря ограниченной скорости идеального холостого хода эти характеристики создают более благоприятные условия для регулирования скорости, чем характеристики в потенциометрической схеме.

Регулирование $R_{ш}$ при $R_{доб} = \text{const}$ дает семейство характеристик, приведенное на рис.8.7,а и б. Аналогично потенциометрической схеме все эти характеристики пересекаются в одной точке, соответствующей $I_{к1}$ ($M_{к1}$) и $\omega_{к1}$, в которой падение напряжения в якоре уравнивается его ЭДС. Эта точка определяется пересечением реостатной характеристики, соответствующей $R_{доб}$ при $R_{ш} = \infty$, и характе-

ристики динамического торможения с независимым возбуждением при $R_{ш}=0$ и $\Phi=\Phi_1=\text{const}$, где $\Phi_1=f(I_{в1})=f(U_c/(R_v+R_{доб}))$.

В схеме шунтирования якоря (см. рис.8.6,а) при определении допустимой нагрузки на регулировочных характеристиках необходимо учитывать, что в двигательном режиме $I_b > I_{я}$. Это вынуждает в качестве критерия допустимой нагрузки при постоянной теплоотдаче принимать номинальный ток обмотки возбуждения $I_{доп}=I_{в,ном}=I_{ном}$, что обеспечивает регулирование при потоке, равном номинальному, но требует по мере снижения скорости уменьшения момента $M_{доп} < M_{ном}$ таким образом, чтобы выполнялось условие $I_{ядоп}=I_{ном}-I_{ш}$.

В заключение отметим, что использование для регулирования напряжения резисторов является весьма простым и дешевым техническим решением, однако следует иметь в виду, что этот способ регулирования сопровождается значительными потерями в сопротивлениях $R_{ш}$ и $R_{доб}$. Эти потери возрастают с уменьшением внутреннего сопротивления потенциометра и соответствующим увеличением получаемой жесткости характеристик. Поэтому по потерям энергии при регулировании потенциометрические схемы еще менее экономичны, чем реостатное регулирование.

8.5. Автоматическое регулирование скорости в системе УП-Д

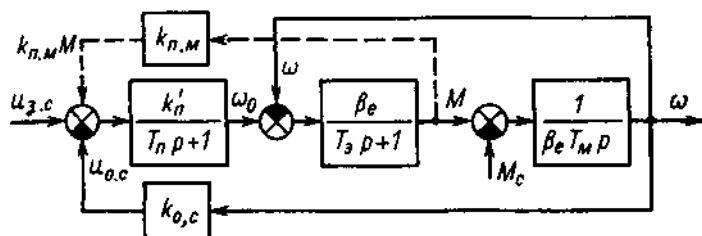


Рис. 8.8. Структурная схема регулирования скорости в системе УП-Д

Возможный диапазон регулирования скорости изменением напряжения на якоре двигателя или частоты в системе УП-Д может быть многократно расширен путем автоматического регулирования скорости по отклонению от заданного значения. Рассмотрим, как изменяются свойства электропривода при замыкании электромеханической

системы отрицательной обратной связью по скорости. Анализ проведем применительно к обобщенной системе УП-Д при $s_{12}=\infty$. Структурная схема регулирования скорости приведена на рис.8.8. Данной схеме соответствуют следующие уравнения, описывающие механическую характеристику регулируемого электропривода:

$$\left. \begin{aligned} k'_n(U_{з.с} - k_{о.с}\omega) &= (T_n p + 1)\omega_0; \\ (T_э p + 1)M &= \beta_e(\omega_0 - \omega). \end{aligned} \right\} \quad (8.24)$$

В результате преобразований (8.24) получим уравнение механической характеристики электропривода в виде

$$\omega = \frac{U_{з.с} k'_n}{(T_n p + 1) + k_{о.с} k'_n} - \frac{(T_n p + 1)(T_э p + 1)}{\beta_e[(T_n p + 1) + k_{о.с} k'_n]} M. \quad (8.25)$$

При $p=0$ уравнение (8.25) представляет собой уравнение статической механической характеристики

$$\omega = \frac{U_{з.с} k'_n}{1 + k_{о.с} k'_n} - \frac{1}{\beta_e(1 + k_{о.с} k'_n)} M = \omega_{0з.с} - \frac{M}{\beta_{з.с}}, \quad (8.26)$$

рассматривая которое, можно установить, что с увеличением коэффициента обратной связи по скорости $k_{о.с}$ при прочих равных условиях уменьшается скорость идеального холостого хода и возрастает жесткость механической характеристики. Сказанное поясняется статическими характеристиками, представленными на рис.8.9, где показано, что при неизменном задающем сигнале в разомкнутой системе ($U_{з.с}=U_{30}$), обеспечивающем номинальную скорость электропривода в разомкнутой системе ($k_{о.с}=0$), введение отрицательной связи с коэффициентом $k_{о.с}=k_{о.с1}$ снижает скорость идеального холостого хода, но существенно увеличивает жесткость. Для получения номинальной скорости задающий сигнал должен быть увеличен до $U_{з.с}=U_{з.с1} > U_{30}$.

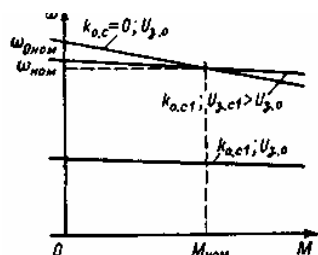


Рис. 8.9. Статические механические характеристики в системе с обратной связью по скорости

характеристиками, представленными на рис.8.9, где показано, что при неизменном задающем сигнале в разомкнутой системе ($U_{з.с}=U_{30}$), обеспечивающем номинальную скорость электропривода в разомкнутой системе ($k_{о.с}=0$), введение отрицательной связи с коэффициентом $k_{о.с}=k_{о.с1}$ снижает скорость идеального холостого хода, но существенно увеличивает жесткость. Для получения номинальной скорости задающий сигнал должен быть увеличен до $U_{з.с}=U_{з.с1} > U_{30}$.

Чем выше коэффициент обратной связи $k_{о.с}$, тем большее напряжение $U_{з.с}$ требуется для получения той же скорости и тем меньше ошибка регулирования, обусловленная изменениями статической на-

грузки. Статизм при данном коэффициенте обратной связи уменьшается с возрастанием коэффициента усиления k'_n , и теоретически при $k_{oc}k'_n \rightarrow \infty$ статическая ошибка регулирования стремится к нулю.

Положив в (8.25) $u_{zc}=0$, получим выражение динамической жесткости механической характеристики электропривода в замкнутой системе

$$\beta_{дин.з.с} = - \frac{\beta_{з.с}(T_{п.з}p + 1)}{(T_{п.з}p + 1)(T_{з.з}p + 1)}, \quad (8.27)$$

где $\beta_{з.с} = \beta_e(1 + k_{oc}k'_n) = \beta_e k_{y.ж}$; $T_{п.з} = T_{п.з}/k_{y.ж}$; $k_{y.ж}$ - коэффициент увеличения модуля жесткости в замкнутой системе $\beta_{з.с}$ по сравнению с β_e . При $T_{п.з}=0$ уравнение амплитудно-частотной характеристики динамической жесткости имеет вид

$$|\beta_{дин.з.с}| = \frac{\beta_{з.с}}{\sqrt{1 + T_{з.з}^2 \Omega^2}}, \quad (8.28)$$

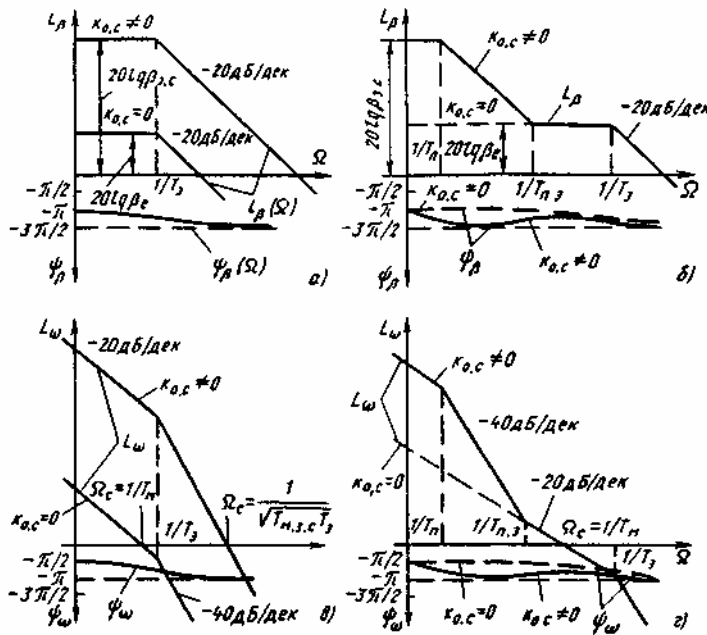


Рис. 8.10 Асимптотические частотные характеристики электропривода при автоматическом регулировании скорости

жесткости только в низкочастотной области. При $\Omega > 1/T_{п.з}$ модуль жесткости быстро уменьшается, и при $W > 1/T_{п.з} = k_{y.ж}/T_{п.з}$ асимптотическая ЛАЧХ сливается с такой же частотной характеристикой разомкнутой системы ($k_{oc}=0$).

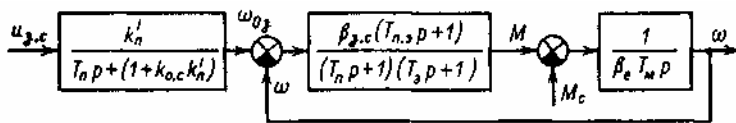


Рис. 8.11. Преобразованная структурная схема контура регулирования скорости

механической характеристики Проследим эту взаимосвязь при автоматическом регулировании скорости.

С этой целью преобразуем структурную схему на рис.8.8 так, чтобы иметь одну единичную обратную связь по скорости (рис.8.11). Нетрудно видеть, что при этом связь момента с изменениями скорости при $u_{zc}=\text{const}$ определяется передаточной функцией - $\beta_{дин.з.с}(p)$ (8.27), что при жестком механическом звене определяет передаточную функцию разомкнутого контура регулирования в виде

$$W_{раз.с} = \frac{\beta_{з.с}(T_{п.з}p + 1)}{(T_{п.з}p + 1)(T_{з.з}p + 1)} \frac{1}{\beta_e T_m p}. \quad (8.29)$$

При $T_{п.з}=0$ (8.29) запишем в виде

а фазочастотная характеристика не зависит от k_{oc} и определяется соотношением $\Psi(\Omega) = -\pi - \arctg T_{з.з}\Omega$, соответствующим разомкнутой системе. Нетрудно видеть, что модуль динамической жесткости при любой частоте в $k = \beta_{з.с}/\beta_e$ раз больше модуля динамической жесткости в разомкнутой системе при той же частоте. Фазовый сдвиг между колебаниями скорости и момента двигателя остается постоянным при данной частоте для любых значений k_{oc} (рис.8.10,а).

При $T_{п.з} \gg T_{з.з}$ уравнению (8.27) соответствуют частотные характеристики динамической жесткости, приведенные на рис.8.10,б. Увеличение коэффициента обратной связи по скорости при этом увеличивает модуль динамической жест-

Как уже отмечалось, при заданных параметрах механической части динамические свойства электропривода определяются передаточной функцией динамической жесткости меха-

$$W_{\text{раз с}} = \frac{1}{T_{\text{м.з.с}} p (T_3 p + 1)}, \quad (8.30)$$

$$\text{где } T_{\text{м.з.с}} = T_{\text{м}} \beta_{\text{с}} / \beta_{\text{з.с}} = T_{\text{м}} / k_{\text{у.ж}}.$$

Частотные характеристики $L_{\omega}(\Omega)$, соответствующие (8.30), представлены на рис.8.10,в во взаимосвязи с ЛАЧХ динамической жесткости при $T_{\text{п}}=0$, показанными на рис.8.10,а. Увеличение коэффициента обратной связи $k_{\text{ос}}$ приводит к увеличению $\beta_{\text{зс}}$ в диапазоне частот $0 < \Omega < 1/T_3$, что влечет за собой смещение частоты среза Ω для системы при $k_{\text{ос}} \neq 0$ в область более высоких частот на участок с наклоном -40 дБ/дек. Очевидно, это вызывает быстрое ухудшение динамических показателей качества регулирования. Фазочастотная характеристика электропривода $\Psi_{\omega}(\Phi)$ при этом не зависит от $k_{\text{ос}}$, так как в разомкнутой и замкнутой системах фазочастотные характеристики динамической жесткости $\Psi\beta(\Omega)$ одинаковы (рис.8.10,а).

Вывод об увеличении колебательности вытекает непосредственно из рассмотрения (8.30), так как увеличение $k_{\text{ос}}$ и $k_{\text{уж}}$ уменьшает $T_{\text{мзс}} = T_{\text{м}}/k_{\text{уж}}$. Отношение постоянных $m_{\text{зс}} = T_{\text{мзс}}/T_3$ уменьшается, что и приводит к быстрому возрастанию колебательности. Малая постоянная времени быстродействующего преобразователя при этом является фактором, дополнительно снижающим запас по фазе на частоте среза, что ухудшает качество регулирования вплоть до возможной неустойчивости контура.

Большая постоянная времени преобразователя $T_{\text{п}} \gg T_3$, например, в системе Г-Д влияет на динамику регулирования несколько иначе. Частотные характеристики разомкнутого контура для этого случая показаны на рис.8.10,г, которые также следует сопоставить с соответствующими ЛАЧХ $\beta_{\text{динзс}}$ (рис.8.10,б). Здесь при увеличении $k_{\text{ос}}$ и $k_{\text{уж}}$ возрастает частота сопряжения $1/T_{\text{пз}}$, что вызывает сужение участка с наклоном -20 дБ/дек в области частоты среза, однако частота среза $\Omega_{\text{с}}$ в разомкнутой системе ($k_{\text{ос}}=0$) и в системе замкнутой по скорости ($k_{\text{ос}} \neq 0$), остается неизменной, пока $1/T_{\text{пз}} < \Omega_{\text{с}}$. Следовательно, если средне-частотная асимптота в области частоты среза сохраняет достаточно протяженный участок с наклоном -20 дБ/дек, динамические свойства электропривода остаются близкими таковым в разомкнутой системе. Сравнивая фазочастотные характеристики $\Psi_{\omega}(\Omega)$ при $k_{\text{ос}}=0$ и $k_{\text{ос}} \neq Q$ (рис.8.10,в), можно убедиться, что при $1/T_{\text{пз}} \ll 1/T_3$ запас по фазе на частоте среза в замкнутой системе незначительно снижается по сравнению со снижением в разомкнутой системе, причем изменения определяются изменениями в зависимости $\Psi\beta(\Omega)$ (рис.8.10,б). Если при этом $T_{\text{м}} > T_3$, можно определить допустимое по качеству регулирования значение $k_{\text{ос}}$, задавшись шириной среднечастотной асимптоты. Например, при условии $T_{\text{п}}' = 4 \cdot T_3$ допустимый коэффициент обратной связи по скорости составляет

$$(k_{\text{ос}})_{\text{доп}} \approx \frac{1}{k_{\text{п}}} \left(\frac{T_{\text{п}}}{4T_3} - 1 \right). \quad (8.31)$$

Более точно это значение можно определить, задавшись требуемым запасом по фазе на частоте среза разомкнутого контура.

При $k_{\text{ос}} > (k_{\text{ос}})_{\text{доп}}$ значения $T_{\text{пз}}$ приближаются к T_3 , участок с наклоном -20 дБ/дек сужается и исчезает, что соответствует неустойчивости контура регулирования. Таким образом, хотя при $T_{\text{п}} \gg T_3$ возможности регулирования несколько расширяются, однако и в этом случае отрицательная связь по скорости увеличивает колебательность электропривода по сравнению с разомкнутой системой.

На основании проведенного анализа свойств электропривода, замкнутого отрицательной связью по скорости, можно заключить, что без применения динамической коррекции получить высокую точность регулирования при требуемых динамических показателях качества регулирования в большинстве случаев невозможно.

Стремление повысить точность регулирования, не прибегая к сложной динамической коррекции системы, определяет целесообразность использования комбинированного способа управления - дополнения системы регулирования по отклонению компенсацией возмущения, обусловленного нагрузкой. Из возможных реализаций компенсации рассмотрим случай, когда с этой целью используется жесткая положительная обратная связь по моменту двигателя, показанная на рис.8.8 штриховой линией. Такая обратная связь наиболее просто осуществляется в системе ТП-Д или Г-Д, где при $\Phi_{\text{ном}} = \text{const } M = c \cdot i_{\text{я}}$, т.е. достаточно ввести положительную связь

по току якоря. Комбинированной системе регулирования соответствуют следующие уравнения, описывающие механическую характеристику электропривода:

$$\left. \begin{aligned} (U_{zc} + k_{пм} M - k_{ос} \omega) k'_п &= (T_п p + 1) \omega_0; \\ (T_з p + 1) M &= \beta_c (\omega_0 - \omega). \end{aligned} \right\} \quad (8.32)$$

В результате преобразований (8.32) при $U_{zc}=0$ с учетом (8.27) получим выражение динамической жесткости механической характеристики электропривода в такой системе в виде

$$\beta'_{дин.зс} = - \frac{\beta_{зс} (T_п z p + 1)}{(T_п p + 1)(T_з p + 1) - \beta_c k_{пм} k'_п}. \quad (8.33)$$

Уравнение (8.33) свидетельствует о том, что введение положительной связи по моменту увеличивает модуль статической жесткости в замкнутой системе, причем при $\beta_c k_{пм} k'_п = 1$ модуль статической жесткости возрастает до бесконечности, а уравнение (8.33) принимает вид

$$\beta'_{дин.зс} = - \frac{\beta_{зс} (T_п z p + 1)}{(T_п + T_з) p \left(\frac{T_п T_з}{T_п + T_з} p + 1 \right)}. \quad (8.34)$$

При значительной инерционности преобразователя ($T_п \gg T_з$) уравнение (8.34) можно упростить:

$$\beta'_{дин.зс} = - \frac{\beta_{зс} (T_п z p + 1)}{T_п p (T_з p + 1)}. \quad (8.35)$$

Сравнивая (8.35) с (8.27), можно установить, что при этих условиях положительная связь по моменту (току) бесконечно увеличивает модуль статической жесткости ($\beta'_{зс} = \infty$ при $\Omega = 0$) и незначительно сказывается на показателях качества регулирования. Действительно, при построении асимптотических ЛАЧХ динамической жесткости, соответствующих (8.35) и (8.27), выявляется, что при $\Omega > \lambda/T_п$ (8.27) приближенно выражается соотношением (8.35). Это значит, что среднечастотная асимптота разомкнутого контура регулирования скорости при введении положительной связи по моменту не претерпевает существенных изменений и динамические показатели комбинированной системы регулирования определяются коэффициентами усиления и отрицательной связи по скорости. Выбирая $k_{ос}$ из условия (8.31) и устанавливая критическое значение коэффициента положительной связи по моменту из условия $\beta_c k_{пм} k'_п = 1$, можно исключить статическую ошибку по нагрузке электропривода при сохранении показателей качества регулирования, соответствующих условию (8.31).

Таким образом, в системе Г-Д положительная связь по току при $T_г \gg T_я$ является эффективным средством увеличения статической точности регулирования. Динамическая точность регулирования при этом возрастает незначительно, так как уже при небольших частотах ($\Omega > 1/T_п$) амплитудно-частотная характеристика $|\beta'_{дин.зс}(f\Omega)|$ практически совпадает с такой же характеристикой при $k_{пм} = 0$.

При высоком быстродействии преобразователя ($T_п = 0$) увеличение жесткости механических характеристик за счет положительной связи по моменту ухудшает качество регулирования так же, как и при регулировании по отклонению. При этом требуемые точность и качество регулирования скорости достигаются применением параллельной или последовательной коррекции.

Как было установлено, при отсутствии коррекции частота среза Ω_c в замкнутой системе при больших $T_п$ остается близкой частоте среза при $k_{ос} = 0$, которая определяется соотношением $\Omega_c = 1/mT_з$, при этом быстродействие электропривода по нагрузке определяется электромагнитной инерцией силовой цепи ($T_з$) и отношением постоянных $m = T_м/T_з$. Объясняется это тем, что при высоких частотах большая постоянная $T_п$ для внешней обратной связи по скорости является фильтром и свойства электропривода определяются внутренней, а не внешней обратной связью по скорости.

Быстродействие электропривода по управляющему воздействию зависит от $T_п$ и $k_{ос}$. В этом можно убедиться, рассматривая структурную схему на рис.8.11. При скачке $U_{зс}$ скорость $\omega_{0зс}$ изменяется тем быстрее, чем меньше $T_п$ и чем сильнее отрицательная обратная связь по скоро-

сти. В соответствии с уравнением

$$u_y = U_{3c} - k_{oc}\omega$$

отрицательная связь по скорости оказывает форсирующее действие на замедленные инерцией преобразователя процессы: чем больше k_{oc} , тем больше при заданной скорости скачок U_{3c} и начальное значение u_y что при надлежащем запасе по напряжению управления преобразователя (u_b в системе Г-Д) обеспечивает увеличение темпа изменения ω_0 и ускорение протекания переходных процессов.

8.6. Свойства электропривода при настройке контура регулирования скорости на технический оптимум.

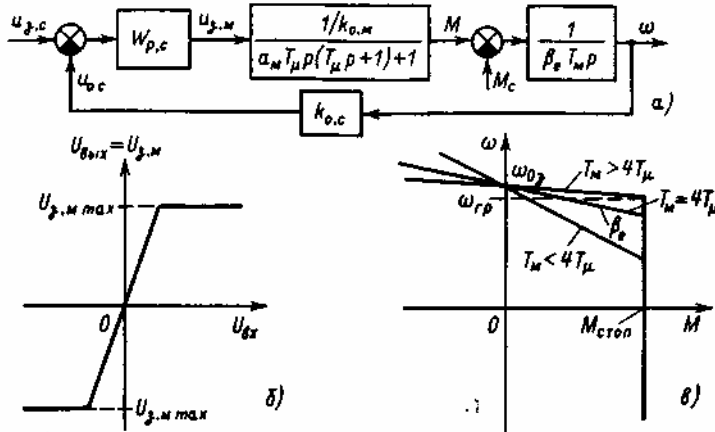


Рис. 8.13 Структурная схема (а), характеристика регулятора скорости (б) и механические характеристики электропривода (в) в двухконтурной системе регулирования скорости при настройке на технический оптимум

Последовательная коррекция контура регулирования скорости позволяет создавать унифицированные регулируемые электроприводы с определенными стандартными показателями. Так как обычно наряду с необходимостью регулирования скорости требуется регулирование и момента (тока) двигателя, рассмотрим физические свойства системы УП-Д, в которой при регулировании скорости работает подчиненный контур регулирования момента, оптимизированный методом последовательной коррекции в §7.5.

С учетом передаточной функции замкнутого контура регулирования момента (7.40) структурная схема контура регулирования скорости в обобщенной системе УП-Д представлена на рис.8.13,а. В соответствии с ней объект регулирования скорости состоит из замкнутого контура регулирования момента и механического звена электропривода и имеет следующую передаточную функцию:

$$W_{o.p.c} = \frac{1/k_{oc}}{a_m T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1} \cdot \frac{1}{\beta_e T_m p} \quad (8.36)$$

Следуя рекомендациям, данным в §6.8, пренебрежем в передаточной функции $W_{зам.м}$ членом, содержащим p^2 :

$$W_{o.p.c} = \frac{1/k_{oc}}{a_m T_\mu p + 1} \cdot \frac{1}{\beta_e T_m p} \quad (8.37)$$

Соотношение (8.37) показывает, что для контура скорости некомпенсируемая постоянная времени $T_{\mu c} = a_m T_\mu$, т.е. в a_m раз больше, чем для подчиненного контура регулирования момента. Желаемая передаточная функция для контура регулирования скорости

$$W_{раз.с} = \frac{1/k_{oc}}{a_c a_m T_\mu p (a_m T_\mu p + 1)}, \quad (8.38)$$

где $a_c = T_{oc}/T_{\mu c}$ - соотношение постоянных контура скорости. Передаточная функция регулятора скорости

$$W_{o.p.c} = \frac{W_{раз.с}}{W_{o.p.c}} = \frac{k_{oc} \beta_e T_m}{k_{oc} a_c a_m T_\mu} = k_{p.c} \quad (8.39)$$

Необходим П-регулятор скорости с коэффициентом $k_{p.c}$. Так как выходное напряжение регулятора скорости является сигналом задания момента u_{3m} для подчиненного контура, необходимо ограничить максимальное значение u_{3m} , исходя из требуемого стопорного момента:

$$U_{3m \max} = M_{стоп}/k_{o.m} \quad (8.40)$$

Характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ регулятора скорости, отвечающая этому условию, представлена на рис.8.13,б. Передаточная функция замкнутого контура регулирования скорости

$$W_{зам\ c} = \frac{1/k_{o.c}}{a_c a_m T_\mu p (a_m T_\mu p + 1) + 1} \quad (8.41)$$

Выбором соотношения постоянных времени контура в пределах $a_c=2\div 4$ можно получить требуемое по техническим условиям демпфирование колебаний скорости в переходных процессах и ограничить перерегулирование допустимым значением. Наиболее широко на практике используется стандартная настройка на технический оптимум $a_c=a_m=2$, при этом

$$W_{зам\ c} = \frac{1/k_{o.c}}{4T_\mu p (2T_\mu p + 1) + 1} \quad (8.42)$$

Рассмотрим, какими свойствами обладает электропривод при такой настройке контура регулирования скорости. Благодаря малости некомпенсируемой постоянной времени T подчиненный контур регулирования момента обеспечивает в области малых и средних частот высокую точность регулирования момента, при которой допустимо пренебречь влиянием электромеханической связи и получить уравнение механической характеристики с помощью структурной схемы на рис.8.13,а при $a_m=2$:

$$(u_{з.с} - k_{o.c}\omega)k_{p.c} = k_{o.m}(2T_\mu p + 1)M. \quad (8.43)$$

С помощью (8.39) уравнение (8.43) можно представить в виде

$$(2T_\mu p + 1)M = \beta_{з.с}(\omega_{0з.с} - \omega), \quad (8.44)$$

где $\beta_{з.с} = \beta_e T_m / 4T_\mu$; $\omega_{0з.с} = U_{з.с} / k_{o.c}$ Уравнение статической механической характеристики ($p=0$)

$$\omega = \frac{U_{з.с}}{k_{o.c}} - \frac{4T_\mu}{T_m \beta_e} M. \quad (8.45)$$

Это уравнение справедливо в пределах линейной части характеристики регулятора скорости, т. е. при $(u_{з.с} - k_{o.c}\omega) / k_{p.c} \leq U_{зм.мах}$. При снижении скорости до значения $\omega_{гр} = \omega_{0з.с} - M_{стоп} / \beta_{з.с}$ выходное напряжение регулятора скорости достигает максимального значения и при $\omega < \omega_{гр}$ $M = M_{стоп} = \text{const}$. Механические характеристики электропривода при настройке контура регулирования скорости и подчиненного контура регулирования момента на модульный оптимум показаны для различных T_m на рис.8.13,в.

В соответствии с (8.44) модуль жесткости механической характеристики в замкнутой по скорости системе определяется соотношением динамических параметров - постоянных времени T_m и T_μ . Это объясняется выбором коэффициента обратной связи по скорости из условия получения определенных динамических показателей, соответствующих техническому оптимуму. Как следствие, точность регулирования при различных параметрах механической части оказывается существенно различной.

Если электропривод обладает большой механической инерцией и его электромеханическая постоянная $T_m > 4T_\mu$, модуль жесткости механической характеристики в замкнутой системе $\beta_{з.с}$ выше, чем в разомкнутой β_e . При $T_m = 4T_\mu$ модуль жесткости в замкнутой системе остается тем же, что и в разомкнутой системе ($\beta_{з.с} = \beta_e$). Для мощных приводов с малым приведенным моментом инерции ($T_m < 4T_\mu$) жесткость механической характеристики в замкнутой системе получается меньшей, чем в разомкнутой системе ($\beta_{з.с} < \beta_e$).

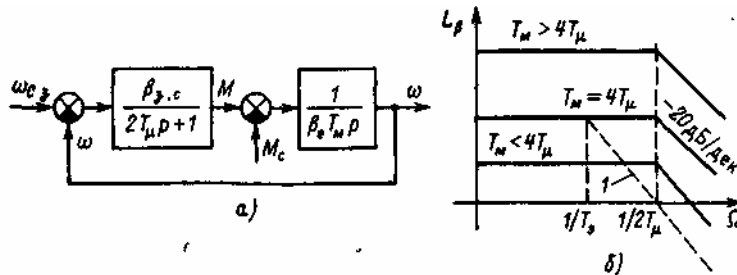


Рис. 8.14. Структурная схема контура регулирования скорости (а) и ЛАЧХ динамической жесткости (б)

$$\beta_{дин\ з\ c} = -\frac{\beta_{з.с}}{2T_\mu p + 1} = -\frac{\beta_e T_m}{4T_\mu (2T_\mu p + 1)} \quad (8.46)$$

мом инерции ($T_m < 4T_\mu$) жесткость механической характеристики в замкнутой системе получается меньшей, чем в разомкнутой системе ($\beta_{з.с} < \beta_e$).

Структурная схема электропривода, соответствующая (8.44), представлена на рис.8.14,а. Определим с ее помощью передаточную функцию динамической жесткости механической характеристики в замкнутой системе:

Соответствующие (8.46) ЛАЧХ при различных отношениях $T_M/4T_\mu$ приведены на рис.8.14,б. Там же для сравнения приведена ЛАЧХ динамической жесткости характеристики разомкнутой системы (штриховая прямая 1). Сравнивая их, можно заключить, что при $T_\mu > 2T_M$ область частот, в которой расхождения между статикой и динамикой невелики, расширяется и точность регулирования также зависит от отношения $T_M/4T_\mu$ как и в статике.

В соответствии с (8.38) и схемой на рис.8.14,а изображение ошибки регулирования по управляющему воздействию при $a_M=a_c=2$ имеет вид

$$\Delta\omega_{3c}(p) = \frac{\omega_{03c}(p)}{1 + \omega_{p3c}} = \frac{\omega_{03c}(p) 4T_\mu (2T_\mu p + 1)}{4T_\mu p (2T_\mu p + 1) + 1}. \quad (8.47)$$

Положив в (8.47) $p=0$, можно убедиться, что при $\omega_{03c}=\text{const}$ статическая ошибка по управляющему воздействию отсутствует, электропривод по управлению обладает астатизмом первого порядка.

Если управляющее воздействие нарастает по линейному закону

$$\omega_{03c} = \varepsilon_3 t = \varepsilon_3 / p, \quad (8.48)$$

то в установившемся режиме будет иметь место постоянная ошибка, определяемая (8.47) при подстановке в эту формулу (8.48) и $p=0$:

$$\Delta\omega_{3c(1)} = 4T_\mu \varepsilon_3. \quad (8.49)$$

Определим с помощью рис.8.14,а и формулы (6.19) изображение ошибки по возмущению, обусловленному статической нагрузкой электропривода $M_c(p)$:

$$\Delta\omega'_{3c}(p) = \frac{M_c(p) 4T_\mu (2T_\mu p + 1)}{\beta_c T_M [4T_\mu p (2T_\mu p + 1) + 1]}. \quad (8.50)$$

При $p=0$ и $M_c=\text{const}$ (8.50) определяет статическую ошибку по нагрузке

$$\Delta\omega'_{3c} = \frac{M_c}{\beta_c} \frac{4T_\mu}{T_M} = \frac{M_c}{\beta_{3c}}, \quad (8.51)$$

которая определяется модулем жесткости механических характеристик в замкнутой системе электропривода (см. рис.8.13,в).

В переходных процессах, обусловленных изменениями задания по линейному закону (8.43), установившаяся динамическая ошибка (8.49) суммируется со статической (8.51):

$$\Delta\omega'_{3c\Sigma} = 4T_\mu \varepsilon_3 + \frac{M_c}{\beta_c} \frac{4T_\mu}{T_M}. \quad (8.52)$$

С учетом известного характера изменения переменных в переходных процессах при настройке на технический оптимум (8.48) и (8.52) позволяют установить вид зависимостей $\omega(t)$ и $M(t)$ при линейном нарастании задающего сигнала и $M_{\text{нач}}=M_c$ (рис.8.15). Так как перерегулирование и колебательность при $a_c=a_M=2$ пренебрежимо малы, максимум переходной ошибки на р.8.15 незначительно отличается от установившейся динамической ошибки $\Delta\omega_{3c\Sigma}$.

Для многих электроприводов по технологическим условиям необходимо иметь минимальные динамические падения скорости $\Delta\omega'_{3c\Sigma}$ в переходных процессах ударного приложения нагрузки.

Примерный вид характеристики $\omega, M=f(t)$ при настройке контура скорости на технический оптимум при приложении скачком момента M_c показан на рис.8.16,а. По этим характеристикам на рис.8.16,б построена характеристика 2, которая значительно отличается от статической характеристики 1 в начале процесса и быстро приближается к ней в конце. В связи с малым перерегулиро-

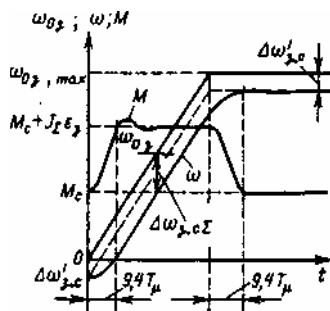


Рис. 8.15. Зависимости $\omega, M=f(t)$ при линейном нарастании задания $\omega = \varepsilon_3 t$

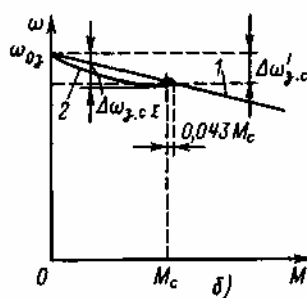
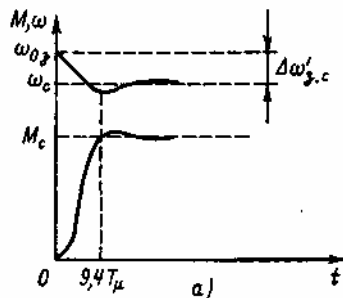


Рис. 8.16. Переходный процесс приложения нагрузки скачком (а) и соответствующая динамическая механическая характеристика (б)

сти 1 в начале процесса и быстро приближается к ней в конце. В связи с малым перерегулиро-

ванием, свойственным настройке на технический оптимум, максимум динамической ошибки $\Delta\omega_{3\text{сз}}$ определяется в своей основной части статической ошибкой $\Delta\omega'_{3\text{с}}$, определяемой жесткостью статической характеристики.

Если важно минимизировать динамическое падение скорости и допустимо увеличить колебательность электропривода, на практике отступают от настройки на технический оптимум и выбирают при $a_M=2a_c<2$, при этом (8.51) можно представить так:

$$\Delta\omega'_{3\text{с}} = \frac{M_{\text{с}}}{\beta_{\text{с}}} \frac{2a_c T_{\mu}}{T_{\mu}}. \quad (8.53)$$

В соответствии с (8.53) при $a_c<2$ возрастает модуль жесткости статической механической характеристики $\beta_{3\text{с}}$ и уменьшается статическая ошибка $\Delta\omega'_{3\text{с}}$. Увеличение статической точности регулирования может в определенных пределах быть более существенным, чем возрастание динамических ошибок в связи с повышением колебательности электропривода. В этом можно убедиться, рассматривая рис.8.17, на котором построены для $a_M=2$ зависимости $\Delta\omega_{3\text{с}*}=f(\tau)$ при $a_c=2$ (рис.8.17,а) и $a_c=1$ (рис.8.17,б), причем

$$\Delta\omega_{3\text{с}*} = \Delta\omega_{3\text{сз}}/\Delta\omega_{\text{с}}, \quad \tau = 1/2 T_{\mu}.$$

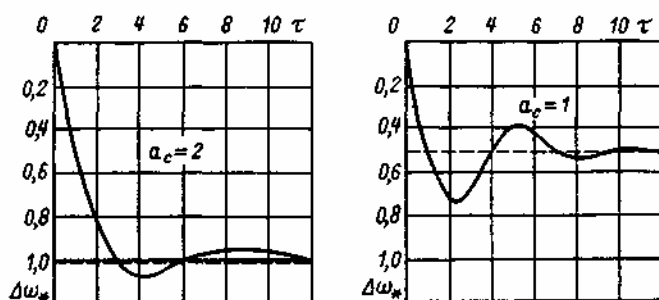


Рис. 8.17. Расчетные кривые $\Delta\omega_{3\text{с}*}=f(\tau)$ при $a_c=2$ (а) и $a_c=1$ (б)

В качестве базового значения ошибки принята статическая ошибка $\Delta\omega'_{3\text{сз}}$ при $a_M=2$, $a_c=2$.

8.7. Свойства электропривода при настройке контура регулирования скорости на симметричный оптимум

Стандартная настройка контура регулирования скорости на технический оптимум широко используется на практике в связи с простотой технической реализации и благоприятным для большинства электроприводов характером протекания переходных процессов. Однако, как было установлено, точность регулирования при малом моменте инерции электропривода может быть ниже, чем в разомкнутой системе электропривода, и не удовлетворять предъявляемым требованиям. В этих случаях в многоконтурных унифицированных структурах регулирования координат электропривода прибегают к увеличению порядка астатизма системы по отношению к воздействию нагрузки.

Одним из возможных путей увеличения точности регулирования скорости при изменениях нагрузки является дополнение двухконтурной системы регулирования скорости, настроенной на технический оптимум, вторым контуром регулирования скорости, настроенным так же, как и первый.

Структурная схема трехконтурной системы с двумя контурами регулирования скорости и подчиненным контуром регулирования момента приведена на рис.8.19,а. Для внешнего контура регулирования скорости объектом регулирования является замкнутый внутренний контур, передаточная функция которого имеет вид

$$W_{\text{опс1}} = \frac{1/k_{\text{о.с}}}{a_{\text{с}} a_{\text{м}} T_{\mu} p (a_{\text{м}} T_{\mu} p + 1) + 1}. \quad (8.54)$$

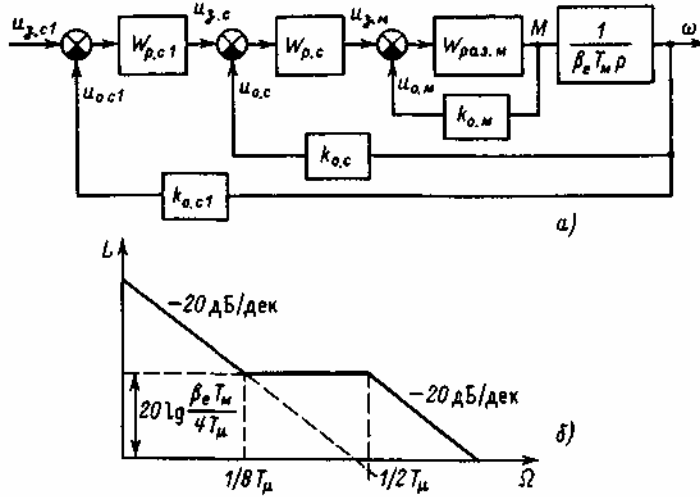


Рис. 8.19 Структурная схема трехконтурной системы регулирования скорости (а) и ЛАЧХ динамической жесткости характеристик электропривода (б)

В результате последовательной коррекции необходимо получить следующую передаточную функцию разомкнутого внешнего контура регулирования скорости:

$$W_{раз.с1} = \frac{1/k_{о.с1}}{a_{с1}a_{с}a_{м}T_{\mu}p \left[a_{с}a_{м}T_{\mu}p(a_{м}T_{\mu}p + 1) + 1 \right]}. \quad (8.55)$$

Следовательно, регулятор скорости внешнего контура регулирования должен иметь передаточную функцию интегрирующего звена

$$W_{р.с1} = \frac{k_{о.с}}{k_{о.с1}a_{с1}a_{с}a_{м}T_{\mu}p}. \quad (8.56)$$

Передаточная функция замкнутой трехконтурной системы при настройке на технический оптимум ($a_{с1}=a_{с}=a_{м}=2$)

$$W_{зам.с1} = \frac{1/k_{о.с1}}{64T_{\mu}^3 p^3 + 32T_{\mu}^2 p^2 + 8T_{\mu} p + 1}. \quad (8.57)$$

С помощью структурной схемы на рис.8.19,а, приняв $k_{о.с1}=k_{о.с}$, с учетом (8.39) и (8.56) получим выражение динамической жесткости механической характеристики

$$\beta_{дин.з.с}(p) = -ck_{о.с}(1 + W_{р.с1})W_{р.с}W_{зам.м} = -\frac{\beta_e T_{\mu}(1 + a_{с1}a_{с}a_{м}T_{\mu}p)}{a_{с1}a_{с}^2 a_{м}^2 T_{\mu}^2 p(a_{м}T_{\mu}p + 1)}. \quad (8.58)$$

Асимптотическая ЛАЧХ динамической жесткости, соответствующая (8.58), для настройки на технический оптимум $a_{с1}=a_{с}=a_{м}=2$ представлена на рис.8.19,б. Сопоставление этой характеристики с аналогичной характеристикой двухконтурной системы (см. рис.8.14) свидетельствует о том, что введение дополнительного контура регулирования скорости обеспечивает астатическое регулирование скорости в области низких частот. В области среднечастотной асимптоты модуль динамической жесткости остается таким же, как и в двухконтурной системе, что дает основание предполагать, что при быстрых изменениях нагрузки точность регулирования в астатической системе незначительно отличается от динамической точности более простой двухконтурной системы.

Ошибку регулирования по управляющему воздействию определим с помощью передаточной функции разомкнутого контура (8.55):

$$\Delta\omega_3(p) = \frac{\omega_{03с}(p)a_{с1}a_{с}a_{м}T_{\mu}p \left[a_{с}a_{м}T_{\mu}p(a_{м}T_{\mu}p + 1) + 1 \right]}{a_{с1}a_{с}a_{м}T_{\mu}p \left[a_{с}a_{м}T_{\mu}p(a_{м}T_{\mu}p + 1) + 1 \right] + 1}. \quad (8.59)$$

Трехконтурная система, как и двухконтурная, обладает аста-тизмом первого порядка по управляющему воздействию, причем динамическая ошибка при линейном нарастании задающего сигнала $\omega_{03с}=\varepsilon_3/p$ составит

$$\Delta\omega_{3\max(1)} = a_{c1}a_c a_m T_\mu \epsilon_3, \quad (8.60)$$

т. е. при добавлении третьего контура увеличивается в 2 раза по сравнению с (8.49). Так наглядно подтверждается отмеченная выше особенность многоконтурных систем подчиненного регулирования - при настройке на технический оптимум некомпенсируемая постоянная возрастает в 2^{i-1} раз с возрастанием номера контура i . Соответственно возрастает и динамическая ошибка регулирования.

При настройке на технический оптимум $a_{c1}=a_c=a_m=2$

$$\Delta\omega_{3c(1)} = 8T_\mu \epsilon_3. \quad (8.61)$$

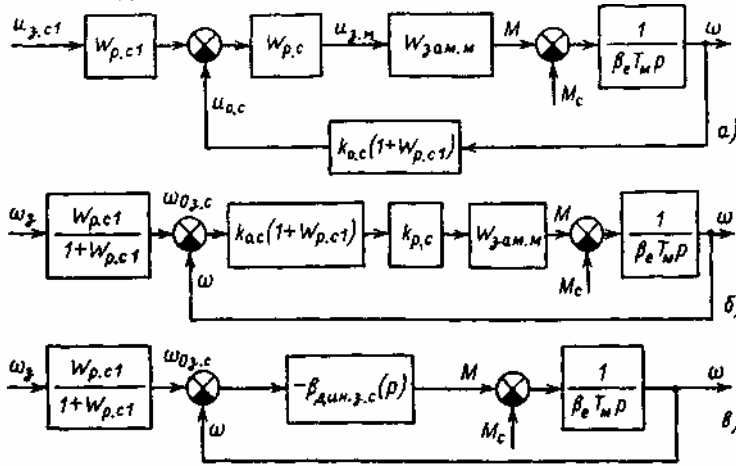


Рис. 8.20. Преобразование трехконтурной схемы регулирования скорости

Для определения ошибки регулирования по возмущающему воздействию структурную схему на рис.8.19,а необходимо преобразовать. Сначала объединим две обратные связи по скорости в одну и используем упрощенную передаточную функцию замкнутого контура момента (рис.8.20,а). Затем перейдем к единичной обратной связи по скорости (рис 8.20,б) и получим удобную для поставленной цели структурную схему (рис.8.20,в). В соответствии с этой схемой и с учетом (8.58) можно записать

$$\Delta\omega_{3c}(p) = \frac{M_c(p) a_{c1} a_c^2 a_m^2 T_\mu^2 p (a_c a_m T_\mu p + 1)}{\beta_e T_m [a_{c1} a_c^2 a_m^2 T_\mu^3 p^3 + a_{c1} a_c^2 a_m^2 T_\mu^2 p^2 + a_{c1} a_c a_m T_\mu p + 1]}$$

Как уже было отмечено, трехконтурная система обеспечивает астатическое регулирование и по нагрузке. Установившаяся ошибка при линейном нарастании нагрузки во времени ограничена значением

$$\Delta\omega'_{3c(1)} = \left(\frac{dM_c}{dt} \right)_{\max} \frac{a_{c1} T_\mu}{\beta_e} \frac{a_c^2 a_m^2 T_\mu}{T_m}$$

Таким образом, точность регулирования скорости в статических режимах в трехконтурной системе по сигналу задания сохраняется на том же уровне, что и в двухконтурной системе, а по нагрузке существенно возрастает, так как обеспечивается астатическое регулирование. В установившихся режимах линейного изменения задания ошибка регулирования больше в трехконтурной системе. Поскольку среднечастотная асимптота ЛАЧХ динамической жесткости в обеих системах одинакова, динамическая точность этих систем примерно одинакова. Характер переходных процессов при изменениях задающего сигнала соответствует настройке на технический оптимум, но быстродействие получается примерно в 2 раза ниже, чем в простейшей двухконтурной системе.

Обеспечить астатизм по нагрузке при регулировании скорости можно без применения второго контура регулирования скорости путем настройки двухконтурной системы на симметричный оптимум. Для реализации этого пути при последовательной коррекции контура регулирования скорости задаются желаемой передаточной функцией разомкнутого контура в виде (6.54), причем в связи с наличием подчиненного контура регулирования момента принимают $T_{\mu c}=2T_\mu$:

$$W_{раз\ c} = \frac{1 + 8T_\mu p}{8T_\mu p} \frac{1/k_{o,c}}{4T_\mu p (2T_\mu p + 1)}. \quad (8.62)$$

Передаточная функция объекта регулирования при отбрасывании члена второго порядка в передаточной функции замкнутого контура момента имеет вид

$$W_{o.p\ c} = \frac{1/k_{o,м}}{2T_\mu p + 1} \frac{1}{\beta_e T_m p}$$

Передаточная функция регулятора скорости

$$W_{p.c} = \frac{W_{раз.c}}{W_{o.p.c}} = \frac{k_{o.m} \beta_c T_m}{k_{o.c}} \frac{1 + 8T_\mu p}{32T_\mu^2 p} = \frac{1 + T_\kappa p}{T_\mu p}, \quad (8.63)$$

Получены передаточная функция ПИ-регулятора скорости и соотношения для расчета его параметров:

$$T_\mu = 32T_\mu^2 k_{o.c} / k_{o.m} \beta_c T_m; \quad T_\kappa = 8T_\mu.$$

Передаточная функция замкнутого контура регулирования скорости по управлению

$$W_{зам.c} = \frac{(1/k_{o.c})(8T_\mu p + 1)}{64T_\mu^3 p^3 + 32T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu p + 1}. \quad (8.64)$$

Для анализа реакции синтезированной системы на изменения нагрузки преобразуем полученную в результате коррекции структурную схему (рис.8.21,а) к виду, представленному на рис.8.21,б. Рассматривая последнюю структуру, можем записать передаточную функцию динамической жесткости механической характеристики замкнутой системы:

$$\beta_{дин.з.с} = \frac{M(p)}{\omega(p)} = - \frac{\beta_c T_m (8T_\mu p + 1)}{32T_\mu^2 p (2T_\mu p + 1)}. \quad (8.64a)$$

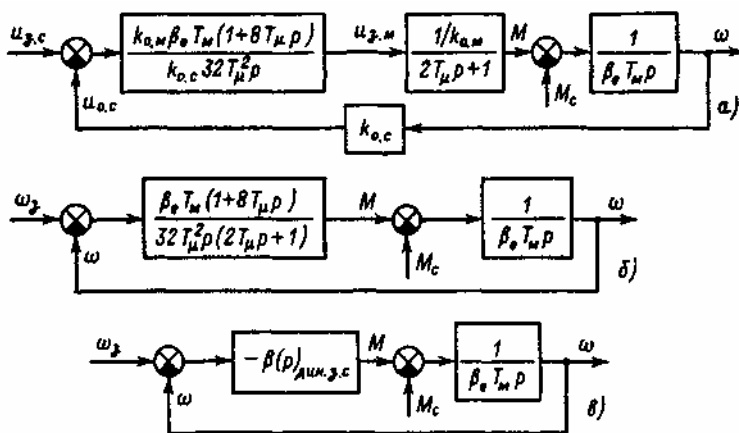


Рис. 8.21. Структурные схемы электропривода при настройке контура регулирования скорости на симметричный оптимум

с (8.62) и ЛАЧХ разомкнутого контура, показанной на рис.8.22,б, двухконтурная система с ПИ-регулятором скорости обладает астатизмом второго порядка. Изображение ошибки регулирования при изменениях управляющего воздействия в такой системе определяется с помощью (8.62):

$$\Delta\omega_{з.с}(p) = \frac{\omega_{0з.с}(p) 32T_\mu^2 p^2 (2T_\mu p + 1)}{32T_\mu^2 p^2 (2T_\mu p + 1) + 8T_\mu p + 1}. \quad (8.65)$$

Уравнение (8.65) показывает, что благодаря астатизму второго порядка установившаяся динамическая ошибка в режимах линейного нарастания задания $\omega_0 = \varepsilon_3 t$ отсутствует. По этой причине двухконтурную систему с ПИ-регулятором скорости называют двукратноинтегрирующей системой и применяют в тех случаях, когда важно иметь высокую точность отработки изменений сигналов задания.

Наличие в ЛАЧХ разомкнутого контура (рис.8.22,б) низкочастотной асимптоты с наклоном -40 дБ/дек приводит к снижению запаса по фазе на частоте среза $\Omega = 1/4T_\mu$ по сравнению с настройкой на технический оптимум, что определяет значительно большие перерегулирования по скорости при отработке скачка задания, чем в трехконтурной системе.

Установившаяся ошибка при настройке на симметричный оптимум в режимах линейного нарастания задания $\omega_3 = \varepsilon_3 t$, как отмечено, равна нулю. Однако в начале процесса в связи с электромагнитной инерцией (8.65) определяет отставание изменения скорости от заданных значений ω_3 (рис.8.23). Возникшая на этом этапе ошибка отрабатывается в течение времени $t_p \approx 10 \cdot T_\mu$ с перерегулированием по моменту M и ускорению $\varepsilon = d\omega/dt$, достигающим 56% установившихся значений $M_{уст} = J_\Sigma \cdot \varepsilon_3$ ($M_c = 0$) и $\varepsilon_{уст} = \varepsilon_3$.

Частотная характеристика динамической жесткости представлена на рис. 8.22,а. Если сравнить рис.8.22,а с рис.8.19,б, можно убедиться в их полном совпадении, что свидетельствует об одинаковой точности регулирования скорости при изменениях нагрузки как в трехконтурной, так и в двухконтурной астатических системах.

Однако точность при отработке сигнала задания выше в двухконтурной системе, настроенной на симметричный оптимум. В соответствии

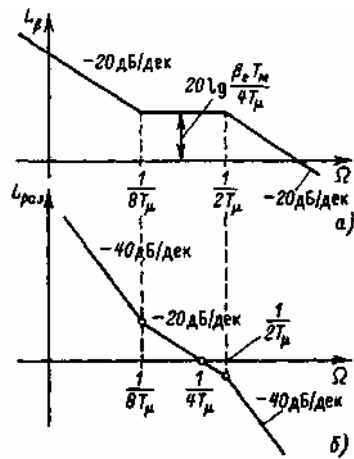


Рис. 8.22. Частотные характеристики при настройке на симметричный оптимум

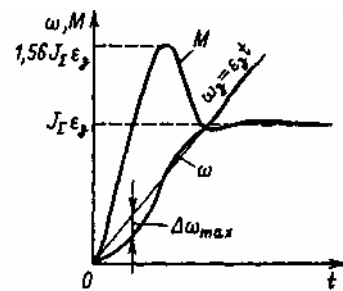


Рис. 8.23. Зависимости ω , $M = f(t)$ при линейном нарастании задания в двукратноинтегрирующей системе

Поэтому в случаях, когда важно повысить жесткость механической характеристики и увеличить статическую точность регулирования при изменениях нагрузки, либо применяют рассмотренную выше трехконтурную структуру, либо корректируют реакцию двухконтурной системы на изменения управляющего воздействия путем введения на вход системы дополнительного звена. В частности, таким путем можно, не изменяя точности по нагрузке, получить настройку системы с ПИ-регулятором скорости по управлению, соответствующую техническому оптимуму. Сравнивая рис.8.20,в для трехконтурной системы с рис.8.21,в для системы с ПИ-регулятором скорости, можно убедиться, что для достижения этой цели необходимо на задающий вход регулятора включить фильтр с передаточной функцией

$$W_{з.ф.с} = \frac{W_{р.с.1}}{1 + W_{р.к}} = \frac{1}{8T_{np} + 1}.$$

К этому же выводу можно прийти и путем сравнения передаточной функции замкнутой трехконтурной системы (8.57) с такой же передаточной функцией для настройки на симметричный оптимум в двухконтурной системе. При введении такого звена установившаяся ошибка при линейном нарастании задания уже получается не равной нулю, а определяется (8.60). Характер переходных процессов в системе при этом соответствует настройке на технический оптимум.

8.8. Регулирование скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением изменением магнитного потока

При рассмотрении свойств двигателя постоянного тока как объекта управления в гл.3 были выявлены возможности управления процессами электромеханического преобразования энергии по двум каналам: по цепи якоря и по цепи возбуждения двигателя. В предшествующем изложении вопросы регулирования момента и скорости этого вида электропривода рассматривались при постоянстве магнитного потока двигателя $\Phi = \Phi_{ном} = \text{const}$ либо при постоянстве тока якоря $I_a = \text{const}$, $\Phi = \text{var}$ в системе источник тока - двигатель.

Практически возможность регулирования скорости путем воздействия на поток двигателя используется широко в разомкнутых системах электроприводов, получающих питание от сети постоянного тока ($U_c = U_{ном} = \text{const}$), в замкнутых системах Г-Д и ТП-Д с так называемым двухзонным регулированием скорости, а также в электроприводах по системе ИТ-Д, замкнутых по цепи возбуждения двигателя отрицательной обратной связью по скорости. В связи с этим способ регулирования скорости изменением магнитного потока имеет важное значение, и его особенности заслуживают самостоятельного рассмотрения.

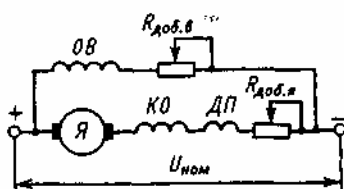


Рис. 8.24. Схема включения двигателя при регулировании скорости ослаблением поля

На рис.8.24 представлена простейшая схема регулирования скорости ослаблением поля двигателя при питании его от сети с $U_c = U_{ном} = \text{const}$. Здесь регулируемый резистор $R_{доб.я}$ является пусковым резистором, который в процессе пуска постепенно выводится из якорной цепи

является пусковым резистором, который в процессе пуска постепенно выводится из якорной цепи

и при выходе на естественную характеристику ($\Phi = \Phi_{\text{ном}}$) замыкается накоротко контактами коммутирующих аппаратов. При работе необходимое регулирование скорости обеспечивается путем воздействия на регулировочный резистор $R_{\text{доб}}$, с помощью которого производятся необходимые изменения тока возбуждения $I_{\text{в}}$, а следовательно, и потока двигателя Φ .

Уравнения статических электромеханической (3.9) и механической (3.10) характеристик для анализа влияния изменений потока двигателя удобно записать в виде

$$I_{\text{я}} = I_{\text{кз}} - \frac{k\Phi}{R_{\Sigma}} \omega; \quad (8.66)$$

$$M = M_{\text{кз}} - \beta_{\text{и}} \omega = \beta_{\text{и}} (\omega_{0\text{и}} - \omega), \quad (8.67)$$

где $I_{\text{кз}} = U_{\text{ном}}/R_{\Sigma}$ - ток короткого замыкания якорной цепи при номинальном напряжении; $M_{\text{кз}} = k\Phi I_{\text{кз}}$ - момент короткого замыкания; $\omega_{0\text{и}} = U_{\text{ном}}/k\Phi$ - скорость идеального холостого хода искусственной характеристики, соответствующей различным значениям потока; $\beta_{\text{и}} = k^2\Phi^2/R_{\Sigma}$ - модуль статической жесткости, соответствующий различным значениям потока при $R_{\text{доб}} = 0$.

Так как в номинальном режиме магнитная цепь двигателя насыщена, возможности увеличения потока сверх номинального незначительны и практического интереса не представляют. Исходя из этого обмотка возбуждения двигателя рассчитывается по нагреву на ток возбуждения, необходимый для получения номинального потока. Поэтому регулировать поток можно только в сторону уменьшения - ослабления поля двигателя.

Статические характеристики двигателя при регулировании потока показаны на рис.8.25. Электромеханические характеристики при различных значениях потока в соответствии с (8.66) пересекаются в точке $\omega = 0$, $I_{\text{я}} = I_{\text{кз}}$ (рис.8.25,а). Механические характеристики в связи с уменьшением момента $M_{\text{кз}}$ в (8.67), пропорциональным уменьшению потока, пересекаются в двигательном режиме (рис.8.25,б), причем точка пересечения с естественной характеристикой по мере уменьшения потока перемещается в сторону меньших моментов. Однако при реальных пределах ослабления поля и при нагрузках, не превышающих номинальную, скорость двигателя при ослаблении поля возрастает, как это показано для номинального момента $M_{\text{ном}}$ на рис.8.25,б.

Реальные пределы изменения потока ограничены сверху номинальным потоком $\Phi_{\text{мах}} = \Phi_{\text{ном}}$, а снизу минимальным значением $\Phi_{\text{мин}}$, при котором ухудшающиеся условия коммутации при ослаблении поля остаются допустимыми, а скорость двигателя не превышает допустимой по условиям механической прочности якоря. Эти факторы ограничивают возможный диапазон регу-

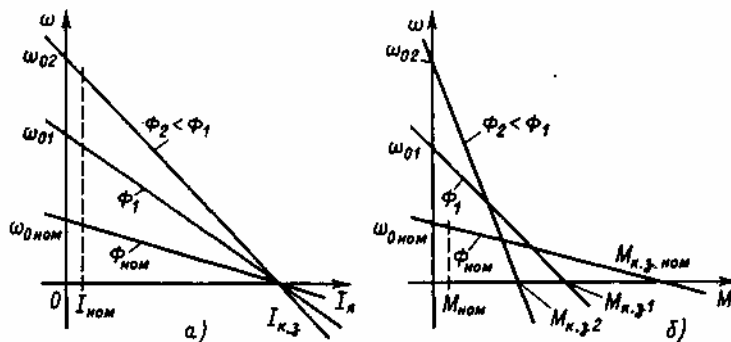


Рис. 8.25. Электромеханические (а) и механические (б) характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при ослаблении поля

лирования скорости для двигателей нормального исполнения значением $D = 1,5 \div 2$. Специальные двигатели, рассчитанные на глубокое ослабление поля двигателя, обеспечивают диапазон регулирования $D = 8$. Несмотря на то, что модуль жесткости $\beta_{\text{и}}$ при ослаблении поля уменьшается, точность во всем диапазоне регулирования остается достаточно высокой.

В отличие от всех выше рассмотренных способов регулирования скорости при ослаблении поля регулирование осуществляется при изменяющемся потоке, что определяет принципиально иную зависимость допустимой нагрузки от скорости. Если принять в качестве критерия допустимой нагрузки ток $I_{\text{я}} = I_{\text{ном}}$, то допустимый момент при регулировании определится соотношением

$$M_{\text{доп}} = k\Phi I_{\text{ном}}, \quad (8.68)$$

которое показывает, что при ослаблении поля нагрузку на валу двигателя необходимо снижать. Выразив из (8.66) скорость при $I_{\text{я}} = I_{\text{ном}}$ и подставив это выражение в (8.68), получим

$$M_{\text{доп}} = \frac{U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R_{\Sigma}}{\omega} I_{\text{ном}} = \frac{P_{\Sigma \text{ ном}}}{\omega}, \quad (8.69)$$

где $P_{\text{эном}}$ - номинальная электромагнитная мощность двигателя.

Умножив (8.69) на ω , получим следующее условие допустимой нагрузки:

$$P_{\text{доп}} = M_{\text{доп}} \omega = P_{\text{эном}} = \text{const.} \quad (8.70)$$

Таким образом, регулирование скорости ослаблением поля для полного использования двигателя по нагреву должно осуществляться при постоянной мощности нагрузки.

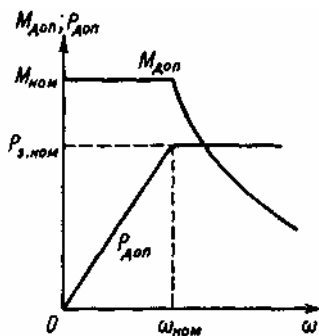


Рис 8.26 Зависимости $M_{\text{доп}}$, $P_{\text{доп}} \approx f(\omega)$

На рис.8.26 приведены зависимости $M_{\text{доп}}=f(\omega)$ и $P_{\text{доп}}=f(\omega)$ в диапазоне изменений скорости двигателя с независимым возбуждением, обеспечиваемом всеми рассмотренными способами регулирования его скорости. Реостатное регулирование и регулирование напряжением якорной цепи осуществляются в пределах $0 \div \omega_{\text{ном}}$ при постоянном моменте и линейно возрастающей мощности. Ослабление поля охватывает зону $\omega > \omega_{\text{ном}}$ и осуществляется при постоянной мощности $P=P_{\text{ном}}=\text{const}$ и допустимом моменте, изменяющемся обратно пропорционально скорости (8.69).

Небольшая мощность цепи возбуждения определяет относительно небольшие габариты, массу и стоимость регулировочного реостата $R_{\text{доб.в.}}$, что позволяет получить достаточно высокую плавность регулирования. Простота, экономичность данного способа регулирования и благоприятные регулировочные характеристики определяют его широкое использование на практике. Рассмотрим, как влияет ослабление поля на динамические характеристики привода. Динамическая жесткость механической характеристики при ослаблении поля выражается соотношением

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -\beta_{\text{и}} / (T_{\text{я}} p + 1). \quad (8.71)$$

Амплитудно-частотные характеристики динамической жесткости $|\beta_{\text{дин}}|=f(\Omega)$ во всем диапазоне частот имеют модуль жесткости, снижающийся при ослаблении поля, а ФЧХ при этом не изменяется. Передаточная функция двигателя имеет вид

$$W_{\omega} = \frac{\omega(p)}{\omega_0(p)} = \frac{1}{T_{\text{м.и}} p (T_{\text{я}} p + 1) + 1}, \quad (8.72)$$

где $T_{\text{м.и}} = J_{\Sigma} / \beta_{\text{и}} = R_{\text{я}\Sigma} J_{\Sigma} / k^2 \Phi^2$.

Рассматривая (8.72), можно установить, что при ослаблении поля двигателя вследствие увеличения электромеханической постоянной $T_{\text{м.и}}$ соотношение постоянных времени изменяется в сторону снижения показателя колебательности и увеличения коэффициента демпфирования переходных процессов. При большом моменте инерции механизма и значительном ослаблении поля электромагнитные переходные процессы могут протекать замедленно.

Для механизмов, момент нагрузки которых при регулировании скорости изменяется так, что мощность остается примерно постоянной, ослабление поля двигателя постоянного тока с независимым возбуждением является лучшим способом регулирования скорости. Именно этим объясняется разработка специальных серий двигателей, рассчитанных на глубокое ослабление поля. На основе их применения реализуются наиболее простые системы регулирования скорости в сравнительно широком диапазоне (до $D=8$), в которых для управления пуском двигателя используется ступенчатое реостатное регулирование пускового тока и момента двигателя. При этом, если по технологическим условиям требуется более высокая стабильность заданной скорости электропривода, чем обеспечиваемая жесткостью $\beta_{\text{и}}$ в разомкнутой системе, для увеличения точности регулирования могут использоваться системы автоматической стабилизации скорости, замкнутые отрицательной обратной связью по скорости, воздействующей на напряжение возбуждения двигателя.

Для осуществления автоматического регулирования по отклонению необходимо осуществить питание обмотки возбуждения двигателя от усилителя мощности, например от тиристорного возбудителя. Принципиальная схема автоматического регулирования скорости воздействием на цепь возбуждения двигателя показана на рис.8.27,а. Уравнения, описывающие работу этой схемы, если полагать характеристику намагничивания двигателя линейной и однозначной и пренебречь влиянием вихревых токов в стали магнитопровода, имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_y &= \frac{1}{k_{т.в}} (1 + T_{т.в} p) u_b; \\ u_b &= \frac{R_b}{k_\Phi} (1 + T_b p) \Phi; \\ u_\pi &= k \Phi \omega + R_{я\Sigma} (1 + T_{я} p) i_\pi; \\ k \Phi i_\pi - M_c &= J_\Sigma p \omega. \end{aligned} \right\} \quad (8.73)$$

Вследствие того что регулирование осуществляется изменением потока двигателя, система (8.73) является нелинейной. Для решения задачи оптимизации данной схемы регулирования скорости методом последовательной коррекции необходимо ее линеаризовать. Полагая индуктивность L_π пренебрежимо малой и принимая $M_c=0$ при $U_\pi=U_{ном}=\text{const}$, получаем

$$\left. \begin{aligned} \Delta u_y &= \frac{1}{k_{т.в}} (1 + T_{т.в} p) \Delta u_b; \\ \Delta u_b &= \frac{R_b}{k_\Phi} (1 + T_b p) \Delta \Phi; \\ \Delta \Phi &= -\frac{\Phi^0}{\omega^0} (1 + T_{м.и}^0 p) \Delta \omega, \end{aligned} \right\} \quad (8.74)$$

где Δu_y , Δu_b , $\Delta \Phi$ и $\Delta \omega$ - малые отклонения переменных от точки статического равновесия, определяемой значениями соответственно U_y^0 , U_b^0 , Φ^0 и ω^0 ; $T_{ми}^0 = J_\Sigma R_{я\Sigma} / k^2 \Phi^{02}$ - электромеханическая постоянная двигателя при $\Phi = \Phi^0$.

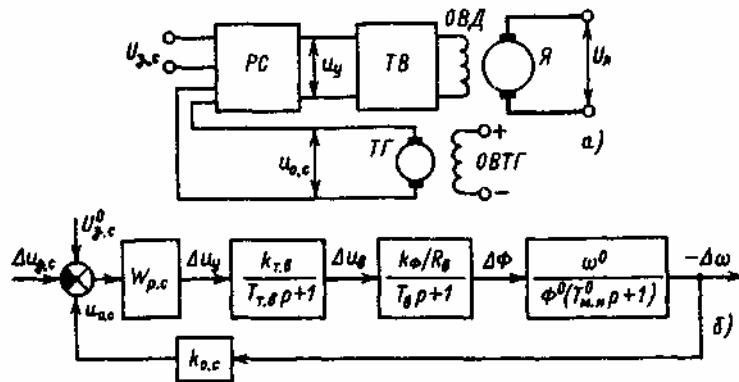


Рис. 8.27. Принципиальная (а) и структурная (б) схемы системы автоматического регулирования скорости воздействием на поток двигателя

функция объекта, если принять $T_\mu = T_{т.в}$, имеет вид

$$W_{о.р.с} = \frac{k_{т.в} \omega^0 k_\Phi / R_b}{\Phi^0 (T_b p + 1) (T_{м.и}^0 p + 1) (T_\mu p + 1)}. \quad (8.75)$$

Для настройки на технический оптимум необходимо получить оптимальную передаточную функцию разомкнутого контура в виде

$$W_{раз.с} = \frac{1/k_{о.с}}{2T_\mu p (T_\mu p + 1)}. \quad (8.76)$$

Разделив (8.76) на (8.75), определим передаточную функцию регулятора скорости:

$$W_{р.с} = \frac{(T_b p + 1) (T_{м.и}^0 p + 1)}{(k_{о.с} k_{т.в} k_\Phi \omega^0 / R_b \Phi^0) 2T_\mu p} = \frac{(T_b p + 1) (T_{м.и}^0 p + 1)}{T_\mu p}. \quad (8.77)$$

Таким образом, для одноконтурной системы регулирования скорости и в данном случае необходим ПИД-регулятор. Благодаря наличию интегральной составляющей в (8.77) система обеспечивает астатическое регулирование скорости как по управляющему, так и по возмущающему воздействиям, а динамическая точность и быстродействие определяются значением $2T_\mu$. При этом неучтенная выше малая постоянная T_π может быть учтена увеличением суммарной некомпенсируемой постоянной контура $T_\mu = T_{т.в} + T_\pi$.

Однако в данном случае в связи с нелинейностью системы оптимальная настройка сохраняется в ограниченных пределах отклонений переменных от принятой при линеаризации точки

Структурная схема рассматриваемого объекта регулирования скорости с включенным на вход регулятором скорости показана на рис.8.27,б. При практической реализации схемы необходимо учитывать, что в соответствии с (8.74) $\Delta \Phi$ и $\Delta \omega$ имеют противоположные знаки. С этой целью на вход регулятора скорости можно подать постоянное напряжение U_c^0 , задающее номинальную скорость, и вычесть из него значение $\Delta U_{зс}$. Передаточная функ-

астатического равновесия ω^0, Φ^0 . Если полагать характеристику намагничивания двигателя линейной, в структурной схеме на рис.8.27,б нелинейность заключена в электромеханической постоянной $T_{ми}^0$. Как было показано, в разомкнутой системе ослабление поля приводит к увеличению $T_{ми}$, соответствующему возрастанию демпфирования, и к некоторому увеличению длительности процессов.

При переходе к замкнутой системе регулирования исходную точку для оптимизации также необходимо выбрать так, чтобы изменения потока при регулировании вызывали увеличение демпфирования контура, а не его ослабление и связанное с этим ухудшение качества регулирования. Так как условия компенсации постоянной T_B при линейной характеристике намагничивания от изменений потока не зависят, с учетом (8.77) передаточную функцию разомкнутого контура можно записать в виде

$$W_{расч} = \frac{T_{к расч} p + 1}{\frac{R_B \Phi_{ном}}{k_{тн} k_{\Phi} \omega_{ном}} \left(\frac{\Phi^0}{\Phi_{ном}} \right)^2 T_{и расч} p \left[\left(\frac{\Phi_{ном}}{\Phi^0} \right)^2 T_{м} p + 1 \right] (T_{\mu} p + 1)}, \quad (8.78)$$

где

$$T_{к расч} = T_{ми расч}^0; \quad T_{и расч} = \frac{k_{ос} k_{тв} k_{\Phi} \omega_{расч}^0}{R_B \Phi_{расч}^0} 2T_{\mu}.$$

Из рассмотрения (8.78) следует, что для выполнения поставленного выше условия необходимо в качестве расчетной точки для оптимизации выбирать режим, где $T_{к расч}$ и $T_{ми расч}$ максимальны. Таким режимом является работа при минимальном потоке двигателя. При этом оптимальное соотношение постоянных контура будет иметь место только при максимальной скорости, а по мере усиления поля в соответствии с (8.78) оно изменяется в сторону увеличения демпфирования динамических процессов.

При автоматическом регулировании скорости в схему на рис.8.27 для ограничения тока при пусках и торможениях в цепь якоря вводятся пусковые сопротивления, как и в схеме на рис.8.24, а зона регулирования скорости располагается выше естественной характеристики $\omega > \omega_{ном}$. Диапазон регулирования скорости при этом ограничен допустимыми пределами ослабления поля ($D < 8$), поэтому во многих случаях прибегают к двухзонному регулированию скорости, при котором ослабление поля сочетается с регулированием подведенного к якорной цепи напряжения $u_{я} = var$ по системе Г-Д или ТП-Д. Наиболее простые системы управления при двухзонном регулировании реализуются при питании якорной цепи от источника тока В качестве полноуправляемого источника тока может быть использован тиристорный преобразователь с быстродействующим контуром регулирования тока якоря, а при работе в двигательном режиме простым и надежным решением является использование индуктивно-емкостного преобразователя (см. §7.3).

При использовании нерегулируемого индуктивно-емкостного преобразователя схеме электропривода (рис.8.28,а) соответствует следующая система дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} k_{тв}(U_{зс} - k_{ос}\omega) &= (1 + T_{тв}p) u_{в}; \\ \frac{u_{в} k_{\Phi}}{R_{\mu}} &= (1 + T_{в}p) \Phi; \\ k I_{ном} \Phi - M_c &= J_{\Sigma} p \omega. \end{aligned} \right\} \quad (8.79)$$

Уравнениям (8.79) соответствует структурная схема, приведенная на рис.8.28,б. С помощью (8.79), полагая $T_{тв} \approx 0$, получаем уравнение динамической механической характеристики

$$\omega = \frac{U_{зс}}{k_{ос}} - \frac{R_{\mu}(1 + T_{в}p)}{k_{ос} k_{тв} k_{\Phi} I_{ном}} M. \quad (8.80)$$

Отсюда динамическая жесткость механической характеристики определяется соотношением

$$\beta_{дин зс} = - \frac{k_{ос} k_{тв} k_{\Phi} I_{ном}}{R_{\mu}(1 + T_{в}p)} = - \frac{\beta_{зам}}{1 + T_{в}p}.$$

Таким образом, при безынерционном преобразователе электропривод по схеме рис.8.28,а обладает механической характеристикой, аналогичной характеристике двигателя с независимым возбуждением при $U_{\alpha} = \text{const}$, однако отличается значительно большей инерционностью цепи формирования момента, так как $T_k \gg T_{\alpha}$. Передаточная функция разомкнутого контура регулирования скорости в соответствии с рис 8.28,б имеет вид

$$W_{\text{раз с}} = \frac{1/k_{0,с}}{T_{\text{м и}} p (T_{\alpha} p + 1)}, \quad (8.81)$$

где $T_{\text{м и}} = J_{\Sigma} / \beta_{\text{зам}}$ - электромеханическая постоянная электропривода на искусственной характеристике.

Сопоставляя (8.81) с (4.12), можно прийти к выводу, что при одинаковых модулях жесткостей характеристик в разомкнутой системе УП-Д и в замкнутой системе ИТ-Д соотношение постоянных $T_{\text{м и}}$ и T_{α} оказывается значительно менее благоприятным, чем соотношение постоянных $T_{\text{м}}$ и T_{α} двигателя. Для получения удовлетворительного качества регулирования приходится ограничивать коэффициент обратной связи значениями, при которых жесткость рабочего участка механических характеристик оказывается невысокой, либо вводить корректирующие обратные связи.

Примерный вид характеристик показан на рис.8.29,а. При их построении учтено, что напряжение возбuditеля $U_{\text{Вmax}}$ в $\alpha = 2 \div 4$ раза превышает номинальное напряжение возбуждения двигателя для форсирования переходных процессов. Поэтому обратная связь по скорости поддерживает скорость постоянной только в пределах линейного участка характеристики возбuditеля, в конце которого ток возбуждения значительно превышает номинальный и с учетом насыщения магнитной цепи двигателя устанавливается поток, превышающий номинальный на 10-30%. Соответственно пусковой момент, как показано на рис.8.29,а, составляет $(1,1-1,3)M_{\text{ном}}$.

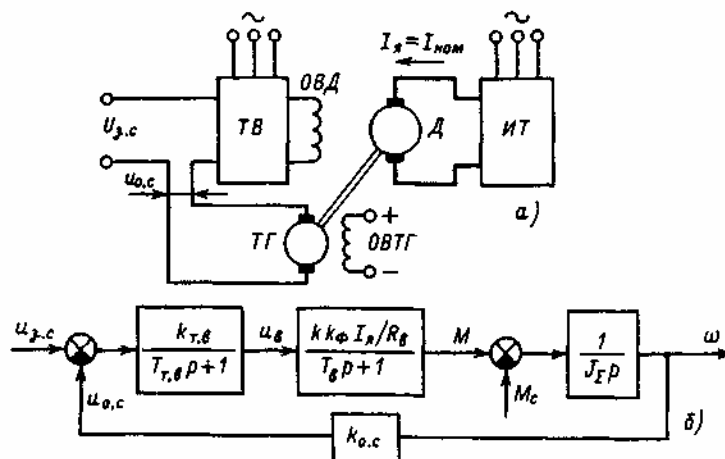


Рис. 8.28. Принципиальная (а) и структурная (б) схемы системы ИТ-Д, замкнутой связью по скорости

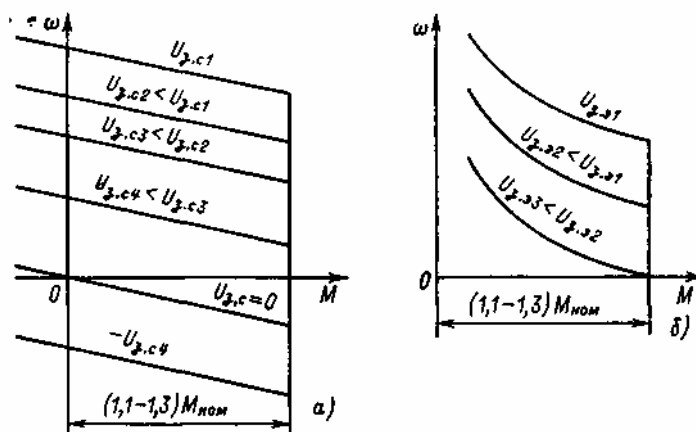


Рис. 8.29. Механические характеристики при регулировании скорости (а) и напряжения (б) в системе ИТ-Д

Если по техническим требованиям желательно получение мягких характеристик, аналогичных характеристикам двигателя с последовательным возбуждением, можно использовать обрат-

ную связь по ЭДС двигателя. При этом уравнение статических характеристик имеет следующий вид:

$$\omega = \frac{U_{\text{з.с}} I_{\text{ном}}}{k_{\text{о.з}} M} - \frac{R_{\text{в}}}{k^2 k_{\Phi} k_{\text{т.в}} k_{\text{о.з}} I_{\text{ном}}}, \quad (8.82)$$

где $k_{\text{о.з}}$ - коэффициент обратной связи по ЭДС.

Этому уравнению соответствуют нелинейные механические характеристики, которые показаны на рис 8.29,б.

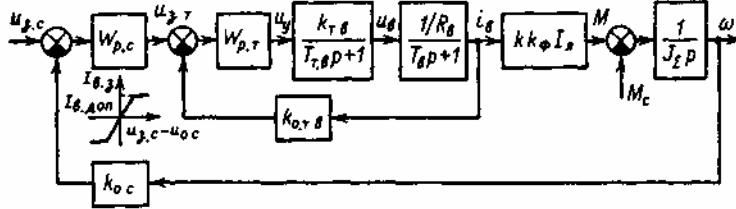


Рис 8.30 Структурная схема регулирования скорости в системе ИТ-Д

Наличие в контуре регулирования большой постоянной времени обмотки возбуждения определяет целесообразность использования последовательной коррекции. При указанном выше значительном запасе по напряжению возбуждения ($a=2 \dots 4$) полезно ввести ограничение максимального тока возбуждения в переходных процессах допустимым значением, а это наиболее удобно обеспечивается введением подчиненного контура регулирования тока возбуждения, как показано на рис.8.30.

Передаточную функцию объекта регулирования тока возбуждения, если допустимо пренебречь влиянием вихревых токов и отнести инерционность тиристорного возбудителя к некомпенсированной $T_{\mu}=T_{\text{т.в.}}$, можно записать в виде

$$W_{\text{отв}} = \frac{k_{\text{т.в}}}{R_{\text{в}}(T_{\text{в}}p+1)(T_{\mu}p+1)}. \quad (8.83)$$

Для получения оптимальной передаточной функции этого контура необходима следующая передаточная функция регулятора тока возбуждения:

$$W_{\text{птв}} = \frac{T_{\text{в}}p+1}{(k_{\text{отс}}k_{\text{т.в}}/R_{\text{в}})a_{\text{т}}T_{\mu}p}. \quad (8.84)$$

Таким образом, регулятор тока возбуждения должен иметь передаточную функцию интегрально-пропорционального звена. Передаточная функция объекта регулирования скорости состоит из передаточной функции замкнутого контура тока, которую упростим, отбросив в знаменателе член второго порядка, и передаточной функции механического звена:

$$W_{\text{о.р.с}} = \frac{1/k_{\text{отв}}}{a_{\text{т}}T_{\mu}p+1} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma}p}. \quad (8.85)$$

Регулятор скорости должен иметь передаточную функцию

$$W_{\text{рс}} = \frac{k_{\text{отв}}J_{\Sigma}}{k k_{\Phi} k_{\text{о.з}} I_{\text{ном}} a_{\text{с}} a_{\text{т}} T_{\mu}} = k_{\text{у.с}} \quad (8.86)$$

пропорционального звена.

Синтезированная система регулирования скорости в пределах допустимой линеаризации характеристик ее элементов обладает статическими и динамическими свойствами однократно интегрирующей системы, подробно рассмотренными ранее. Выражение динамической жесткости механической характеристики, справедливое для линейного участка характеристики регулятора скорости, показанной на рис.8.30, имеет вид

$$\beta_{\text{дин}}(p) = - \frac{J_{\Sigma}}{a_{\text{с}} a_{\text{т}} T_{\mu} (a_{\text{т}} T_{\mu} p + 1)} = - \frac{\beta_{\text{з.с}}}{a_{\text{т}} T_{\mu} p + 1}. \quad (8.87)$$

Модуль статической жесткости

$$\beta_{\text{з.с}} = J_{\Sigma} / a_{\text{с}} a_{\text{т}} T_{\mu} = \beta T_{\text{м}} / a_{\text{с}} a_{\text{т}} T_{\mu}$$

совпадает с (8.44), несмотря на принципиально иное построение системы электропривода и

другое выражение динамической жесткости $\beta_{\text{дин}}(p)$. Следовательно, по статической и динамической точности регулирования инерционная система управления по каналу потока оказывается в результате последовательной коррекции равноценной быстродействующей системе ТП-Д. Однако этот результат не должен ввести в заблуждение: как было отмечено для системы Г-Д, большая инерционность обмотки возбуждения ограничивает реально достижимое быстродействие целесообразным завышением мощности возбудителя.

Допустим, время регулирования тока возбуждения при стандартной настройке линейного контура регулирования составляет около $5T_{\mu}=0,05$ с. Если постоянная времени цепи возбуждения $T_{\text{в}}=2,5$ с, то для достижения номинального значения тока за время $t_{\text{в}}=0,05$ с необходим следующий коэффициент форсирования:

$$\alpha_{\text{тп}} = \frac{1}{1 - e^{-0,05/2,5}} \approx 50.$$

Для реализации такого коэффициента форсирования необходимо завысить мощность в 50 раз, и по габаритам возбудитель может оказаться больше двигателя, что явно нецелесообразно. При использовании современных быстродействующих и компактных тиристорных возбудителей приемлемые значения коэффициентов форсирования не превосходят $\alpha=10$. В рассматриваемом примере достижимое время возбуждения двигателя от $I_{\text{в}}=0$ до $I_{\text{в}}=I_{\text{в.ном}}$

$$t_{\text{в.мин}} = T_{\text{в}} \ln \frac{\alpha}{\alpha - 1} = 2,5 \ln \frac{10}{10 - 1} = 0,25 \text{ с}$$

Соответственно время нарастания момента в системе ИТ-Д при таких параметрах при номинальном скачке задания скорости определяется не коэффициентом обратной связи по скорости, а заложенным при проектировании запасом по напряжению возбуждения

Для механизмов, требующих повышенной плавности переходных процессов, достигаемой ограничением темпа нарастания момента $(dM/dt) \leq (dM/dt)_{\text{доп}}$ или рывка $\rho = d^2\omega/dt^2 < \rho_{\text{доп}}$, полученное быстродействие может быть вполне достаточным. Однако для механизмов, требующих весьма высокого быстродействия, управление по каналу возбуждения необходимо сочетать с управлением по более быстродействующему каналу цепи якоря

8.9. Способы регулирования скорости асинхронного электропривода

Общие свойства регулируемого по скорости электропривода, рассмотренные ранее на основе обобщенной структуры электропривода с линеаризованной механической характеристикой, необходимо дополнить рассмотрением ряда частных возможностей регулирования скорости асинхронного электропривода, связанных с его особенностями. Возможные способы регулирования скорости асинхронного электропривода можно разделить на три группы:

- 1) способы регулирования, при которых скольжение изменяется в широких пределах и потери, выделяющиеся в виде теплоты в элементах роторной цепи, пропорциональны скольжению;
- 2) способы, при которых абсолютное скольжение двигателя при регулировании остается небольшим и не достигает критического скольжения на естественной характеристике ($s_{\text{а}} < s_{\text{ке}}$);
- 3) способы, при которых абсолютное скольжение при регулировании изменяется в широких пределах, но потери энергии скольжения в роторной цепи двигателя ограничены.

К первой группе способов регулирования скорости асинхронного электропривода относятся рассмотренное ранее реостатное регулирование, регулирование изменением напряжения на статоре двигателя, наложение механических характеристик в двухдвигательном электроприводе, регулирование с помощью асинхронной муфты скольжения и др.

Изменение напряжения, рассмотренное в гл.7 как средство регулирования момента в разомкнутой системе может быть использовано для регулирования скорости в системе автоматического регулирования по отклонению. Для этого схемы с магнитным усилителем или тиристорным регулятором напряжения необходимо дополнить отрицательной связью по скорости. Рассмотрим основные показатели такого способа регулирования.

Схема регулирования скорости асинхронного электропривода путем изменения напряжения на статоре приведена на рис 8 31. Здесь магнитный или тиристорный регулятор напряжения обозначен РН, введен регулятор скорости РС, выходное напряжение которого u_{γ} воздействует на

обмотку управления магнитного усилителя или на вход тиристорного регулятора напряжения. На вход РС поданы сигнал задания $u_{з.с}$ и сигнал обратной связи по скорости $u_{ос}$, получаемый с якоря тахогенератора ТГ. В цепь управления РН введен сигнал смещения, с помощью которого при $u_y=0$ устанавливается минимальное напряжение на выходе РН. Практически в схемах с магнитными усилителями для этой цели предусматривается отдельная обмотка смещения, а в тиристорных регуляторах напряжения для установки начального угла регулирования α_0 обычно имеются соответствующие подстроечные элементы. При оценке условий регулирования скорости в системе тиристорный регулятор - асинхронный двигатель (ТРН-АД) необходимо учитывать, что напряжение на выходе тиристорного регулятора несинусоидально, зависит от угла регулирования α и от угла активно-индуктивной нагрузки ϕ_n , которой является асинхронный двигатель для ТРН при определенном скольжении s . Электромагнитный момент двигателя определяется первой гармоникой напряжения, а влияние высших гармоник невелико, и им можно пренебречь. Поэтому для расчета механических характеристик двигателя необходимо знать зависимость первой гармоники напряжения U_1 от напряжения управления U_y при различных скольжениях s и соответственно различных ϕ_n .

Примерные зависимости $U_1/U_{1ном}$ от $U_y/\Psi_{уном}$ для ряда значений ϕ_n приведены на рис.8.32, причем в качестве $U_{уном}$ принято напряжение, которое обеспечивает изменение угла α от 0 до 150° при линейной характеристике $\alpha=f(U_y)$, а кривые построены при напряжении смещения $U_{см}$, которое обеспечивает начальный угол $\alpha_0=135^\circ$. Эти характеристики существенно нелинейны и неоднозначны в связи со значительной зависимостью напряжения от угла нагрузки ϕ_n .

Зависимость угла нагрузки ϕ_n от скольжения можно получить, воспользовавшись упрощенной схемой замещения двигателя, приведенной на рис.3.27,б:

$$\phi_n = \arctg \frac{x_{экв}}{R_{экв}} = \arctg \frac{(R_{1\sigma}s + R_2')^2 + x_k(x_\mu + x_k)s^2}{R_2'x_\mu s + R_{1\sigma}x_\mu s^2}, \quad (8.88)$$

где $x_{экв}$, $R_{экв}$ - эквивалентные активное и индуктивное сопротивления двигателя, определяемые относительно U_1 по схеме замещения; $R_{1\sigma}$ - суммарное активное сопротивление цепи статора, включая сопротивление фазы ТРН.

Анализ (8.88) показывает, что угол ϕ_n изменяется в функции скольжения быстро лишь при $s < s_k$, а при $s_k < s < 1$ его изменения лежат в пределах $40-60^\circ$. Для этой области кривую $U_1=f(U_y)$ можно линеаризовать, как показано на рис.8.32 (прямая 1) и приближенно записать

$$U_1 = k_{р.н} U_y = k_{р.н} k_{р.с} (U_{з.с} - k_{о.с} \omega), \quad (8.89)$$

$$\text{где } k_{р.н} = U_1/U_y; \quad k_{р.с} = U_y/U_{y.p}; \quad k_{о.с} = U_{о.с}/\omega.$$

Так как момент асинхронного двигателя пропорционален квадрату напряжения, можно записать

$$M = M_c(s) U_{1*}^2, \quad (8.90)$$

где $M_c(s)$ - момент при данном скольжении, определяемый по естественной механической характеристике двигателя; $U_{1*} = U_1/U_{ном}$ - относительное значение первой гармоники напряжения питания двигателя.

При работе $U_{з.с} = \text{const}$ скорость двигателя в рабочей зоне механической характеристики поддерживается системой регулирования примерно постоянной, поэтому для режимов малых отклонений от точки статического равновесия (8.90) можно линеаризовать:

$$M = k_m U_{1*}. \quad (8.91)$$

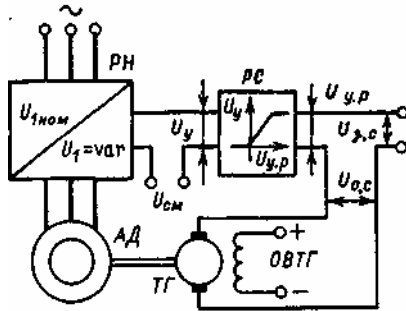


Рис. 8.31. Регулирование скорости в системе ТРН-АД

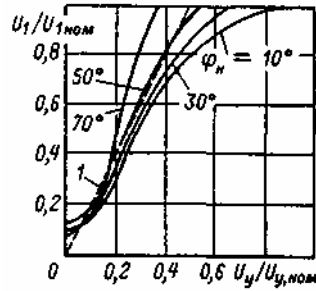


Рис. 8.32. Зависимости первой гармоники напряжения от сигнала управления в системе ТРН-АД

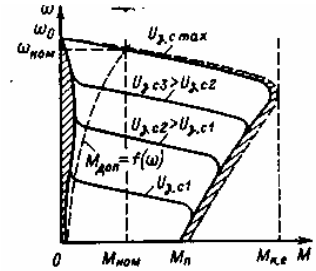


Рис. 8.33. Механические характеристики асинхронного электропривода при автоматическом регулировании скорости изменением напряжения

Подставив (8.91) в (8.89), получим уравнение механической характеристики для рассматриваемого режима:

$$\omega = \frac{U_{2,с}}{k_{o,с}} - \frac{U_{1ном}}{k_{o,с}k_{м}k_{р,н}k_{р,с}} M = \omega_{0,с} - \frac{M}{\beta_{3,с}}, \quad (8.92)$$

где: $\omega_{0,с} = U_{2,с}/k_{o,с}$; $\beta_{3,с} = k_{o,с}k_{м}k_{р,н}k_{р,с}/U_{1ном}$.

Таким образом, при принятых допущениях в замкнутой системе формируется линейная механическая характеристика со скоростью идеального холостого хода $\omega_{0,с}$ и модулем жесткости $\beta_{3,с}$, которые определяются заданием и коэффициентом обратной связи по скорости $k_{o,с}$. При больших $k_{o,с}$ жесткость искусственных характеристик получается значительной, и уравнение (8.92) удовлетворительно описывает реальную механическую характеристику. Как показано на рис.8.33, отличия проявляются лишь в режиме, близком к холостому ходу, и при значениях напряжения, близких к $U_{1ном}$. Иными словами, (8.92) удовлетворительно описывает механическую характеристику замкнутой системы электропривода в возможных пределах регулирования момента, рассмотренных в §7.7.

При данном способе регулирования потери в роторной цепи пропорциональны скольжению. Поэтому допустимый момент при регулировании скорости при независимой вентиляции двигателя можно определить из соотношения

$$\Delta P_{2ном} = M_{доп} \omega_0 s.$$

Откуда

$$M_{доп} = \Delta P_{2ном} / \omega_0 s = M_{ном} s_{ном} / s. \quad (8.93)$$

Следовательно, для того чтобы при продолжительной работе с малой скоростью двигатель не нагревался сверх допустимой температуры, необходимо снижать его нагрузку в обратно пропорциональной зависимости от скольжения. Для двигателей с самовентиляцией это снижение должно быть больше с учетом ухудшения условий охлаждения по мере роста скольжения. Зависимость $M_{доп} = f(\omega)$ показана на рис.8.33.

Этот недостаток ограничивает область применения замкнутых систем асинхронного электропривода, основанных на регулировании напряжения, механизмами, у которых момент нагрузки при регулировании скорости быстро уменьшается, например механизмами с вентиляторной нагрузкой (см. §1.3). Кроме того, этот способ успешно применяется в тех случаях, когда в рабочем цикле требуется кратковременное снижение скорости, а основное время электропривод работает на естественной характеристике.

Дополнительные возможности регулирования скорости дает применение многодвигательного электропривода. Рассмотрим эти возможности на примере двухдвигательного асинхронного электропривода, схема которого приведена на рис.8.34,а.

Благодаря наличию механической связи между роторами двигателей 1Д и 2Д в статических режимах работы угловые скорости двигателей одинаковы, а результирующий момент электропривода равен сумме моментов двигателей. При линеаризации механических характеристик результирующая механическая характеристика может быть получена в виде (4.127):

$$\omega = \frac{\beta_1 \omega_{01} + \beta_2 \omega_{02}}{\beta_1 + \beta_2} - \frac{M}{\beta_1 + \beta_2}. \quad (8.94)$$

Рассматривая (8.94), можно убедиться, что путем целенаправленного изменения жесткостей механических характеристик двигателей, а также соотношения скоростей идеального холостого хода в двухдвигательном электроприводе можно получить результирующие искусственные характеристики, обеспечивающие регулирование скорости.

В качестве примера на рис.8.34,а представлена схема двухдвигательного электропривода, в

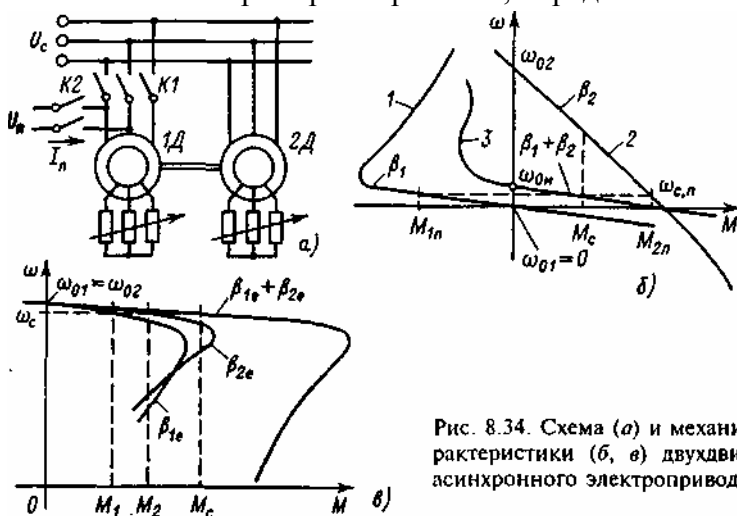


Рис. 8.34. Схема (а) и механические характеристики (б, в) двухдвигательного асинхронного электропривода

котором двигатель 1Д при включении контактора К1 питается от сети, а при включении контактов контактора К2 в его обмотку статора подается постоянный ток I_n для реализации режима динамического торможения. Второй двигатель 2Д постоянно питается от сети переменного тока.

Наличие фазного ротора у каждого двигателя позволяет вводить в цепи ротора добавочные резисторы и таким образом изменять значения β_1 и β_2 , а пере-

ключенный двигатель 1Д в режим динамического торможения дает $\omega_{01}=0$. При этом подбором жесткостей можно получить глубокое регулирование скорости, как показано на рис.8.34,б. Здесь добавочное сопротивление в цепи двигателя 1Д, работающего в режиме динамического торможения, равно нулю и жесткость характеристики 1 β_1 максимальна. Для ограничения тока и увеличения жесткости результирующей характеристики в цепь ротора двигателя 2Д введен добавочный резистор со значительным сопротивлением (характеристика 2, $s_{K2} > s_{Kc}$). Жесткость рабочего участка результирующей характеристики 3 $\beta_{рез}=\beta_1+\beta_2$, т. е. выше, чем жесткость β_1 при $R_{доб}=0$, а скорость идеального холостого хода $\omega_{0и}$ достаточно мала. При моменте нагрузки M_c результирующая механическая характеристика 3 обеспечивает устойчивую пониженную скорость $\omega_{с.п.}$

Недостатком данного способа регулирования скорости являются значительные потери. Результирующий момент

$$M_c = M_{2п} - M_{1п}, \quad (8.95)$$

т. е. двигатель 1Д для получения малой скорости, работая в режиме динамического торможения, подгружает двигатель 2Д моментом $M_{1п}$, соответственно

$$M_{2п} = M_c + M_{1п},$$

где $M_{1п}$ - тормозной момент 1Д при работе на пониженной скорости $\omega_{с.п.}$

Как следствие, потери энергии в роторной части двигателя 2Д существенно больше, чем при реостатном регулировании ($M_{2п} > M_c$).

Для того чтобы оценить допустимую нагрузку двухдвигательного электропривода при пониженной скорости, необходимо для сравнения рассмотреть режим работы с полной скоростью, при котором оба двигателя подключены к сети переменного тока и работают на общий вал. Как показывает рис.8.34,в, в этом случае оба двигателя работают в двигательном режиме:

$$M_c = M_1 + M_2.$$

Сравнивая рис.8.34,б и в, можно заключить, что допустимый на низкой скорости момент $M_{доп}$ существенно меньше половины номинального момента агрегата $M_{доп} = M_{2ном} - M_{1п}$.

Таким образом, если необходимо регулировать скорость при $M_c = \text{const}$, то при работе на полной скорости агрегат должен недоиспользоваться в 2,5-3 раза по мощности. Если на пониженной скорости электропривод должен работать малую долю времени цикла, то недоиспользование мощности агрегата из-за кратковременной перегрузки двигателя 2Д на малой скорости может быть сокращено до 1,25-1,5 раза. Поэтому наиболее целесообразно применение этого способа в случаях, когда работа с пониженной скоростью в цикле весьма кратковременна. При

этом перегрузки на пониженной скорости не сказываются существенно на нагреве двигателей, а низкий КПД системы не может заметно ухудшить энергетические показатели электропривода.

При полной идентичности механических характеристик обоих двигателей каждый из них несет половину общей нагрузки, и при этих условиях номинальный момент агрегата равен:

$$M_{\Sigma \text{ ном}} = M_{1 \text{ ном}} + M_{2 \text{ ном}}.$$

Однако практически, как показано на рис.8.34,в, естественные характеристики двигателей вследствие разброса параметров могут несколько различаться ($\beta_{1e} \neq \beta_{2e}$). При этом моменты, развиваемые двигателями при $\omega_1 = \omega_2 = \omega_c$, оказываются не равными:

$$M = \beta_{1e}(\omega_0 - \omega_c) \neq M_2 = \beta_{2e}(\omega_0 - \omega_c).$$

На рис.8.34,в $\beta_{2e} > \beta_{1e}$, соответственно $M_2 > M_1$. Так как по условиям нагрева двигателя должно быть $M_2 = M_{2 \text{ ном}}$, первый двигатель недогружается тем в большей степени, чем меньше жесткость его характеристики. Очевидно, что если при проектировании не учесть возможного несовпадения характеристик двигателей и выбрать двигатели из условия $M_{1 \text{ ном}} = M_{2 \text{ ном}} = M_{\Sigma \text{ ном}}/2$, то двигатель с большей жесткостью β_e примет на себя нагрузку, большую номинальной, и выйдет из строя.

Ко второй группе способов регулирования скорости асинхронного электропривода относятся частотное регулирование, особенности которого будут ниже рассмотрены, и регулирование путем изменения числа пар полюсов.

Регулирование скорости путем изменения числа пар полюсов осуществляется при питании двигателя от сети при $f_1 = f_{1 \text{ ном}} = \text{const}$ путем переключения одной статорной обмотки с треугольника на двойную звезду (рис.8.35,а) или со звезды на двойную звезду (рис.8.35,б). Число пар полюсов p_n при этом изменяется вдвое, что вызывает соответствующие изменения скорости поля ω_0 :

$$\omega_0 = 2\pi f_{1 \text{ ном}} / p_n.$$

При наличии на статоре двигателя двух обмоток, обеспечивающих возможность указанного

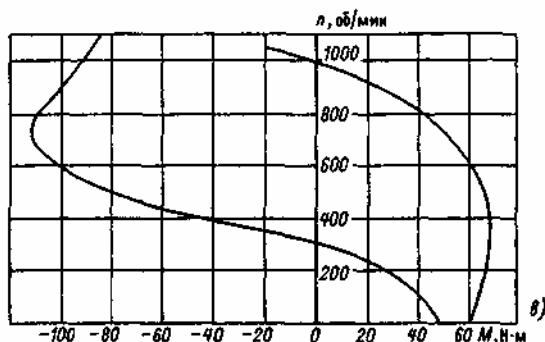
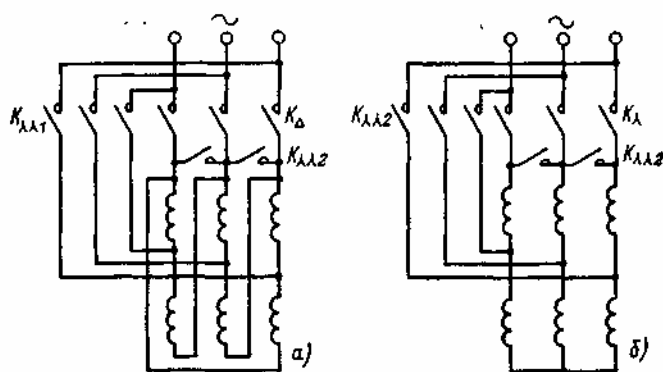


Рис. 8.35. Схемы (а, б) и характеристики (в) асинхронного двигателя при переключении числа пар полюсов

переключения числа пар полюсов, можно обеспечить четыре регулировочных ступени с большими возможностями изменения p_n . Следовательно, данный способ регулирования скорости требует применения специальных двигателей. Габариты и стоимость таких двигателей выше, чем у двигателей односкоростных, однако простота способа и высокая жесткость регулировочных характеристик определяют целесообразность его использования во многих практических случаях. В качестве примера на рис.8.35,в показаны механические характеристики двухскоростного двигателя типа МТКМ 512-6/20, на статоре которого предусмотрены две независимые обмотки с числом пар полюсов $p_{n1}=3$ и $p_{n2}=10$.

У двигателя с фазным ротором роторная обмотка выведена на контактные кольца, что создает возможность подвода напряжения не только к цепи статора, но и к цепи ротора. Активная цепь роторной обмотки, содержащая регулируемые источники напряжения, позволяет полезно использовать энергию скольжения и вследствие этого осуществлять экономичное регулирование скорости при широких пределах изменения скольжения двигателя. Этот характерный для асинхронного электропривода способ регулирования скорости подробно рассматривается ниже.

8.10. Особенности частотного регулирования скорости асинхронного электропривода

При рассмотрении вопросов частотного регулирования момента уже было отмечено, что по сравнению с системой постоянного тока, управляемой путем изменения напряжения в цепи якоря, частотное регулирование реализуется более сложно в связи с отсутствием отдельного независимого канала регулирования потока двигателя, каким является обмотка возбуждения двигателя постоянного тока. Другой особенностью является сложность измерения ряда координат асинхронного электропривода, обусловленная работой двигателя на переменном токе.

Как следствие, в замкнутых системах частотного регулирования скорости для регулирования потока и момента двигателя широко используются положительные обратные связи, компенсирующие те или иные возмущения, а также косвенные методы измерения переменных.

В тех случаях, когда высоких требований к переходным процессам пуска, реверса и торможения не предъявляется и главным является обеспечение высокой точности регулирования скорости, в системе частотного регулирования обычно предусматривается канал регулирования магнитного потока по отклонению, реализуемый в двух вариантах. В первом исполнении применяют датчики Холла, сигналы которых примерно пропорциональны магнитному потоку в воздушном зазоре двигателя, т.е. используют прямое измерение магнитного потока для осуществления отрицательной связи, поддерживающей поток на заданном уровне. Во втором исполнении прибегают к косвенному измерению магнитного потока, в основе которого лежит векторное уравнение электрического равновесия для цепи статора в осях x, y :

$$\bar{u}_1 = \bar{i}_1 R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_{0эл} \bar{\Psi}_1.$$

Выразив в нем потокосцепление через токи с помощью уравнения

$$\bar{\Psi}_1 = (L_1 - L_{12})\bar{i}_1 + L_{12}\bar{i}_\mu,$$

получим

$$\bar{u}_1 = [R_1 + j\omega_{0эл}(L_1 - L_{12})]\bar{i}_1 + (L_1 - L_{12})\frac{d\bar{i}_1}{dt} + L_{12}\frac{d\bar{i}_\mu}{dt} + j\omega_{0эл}L_{12}\bar{i}_\mu. \quad (8.96)$$

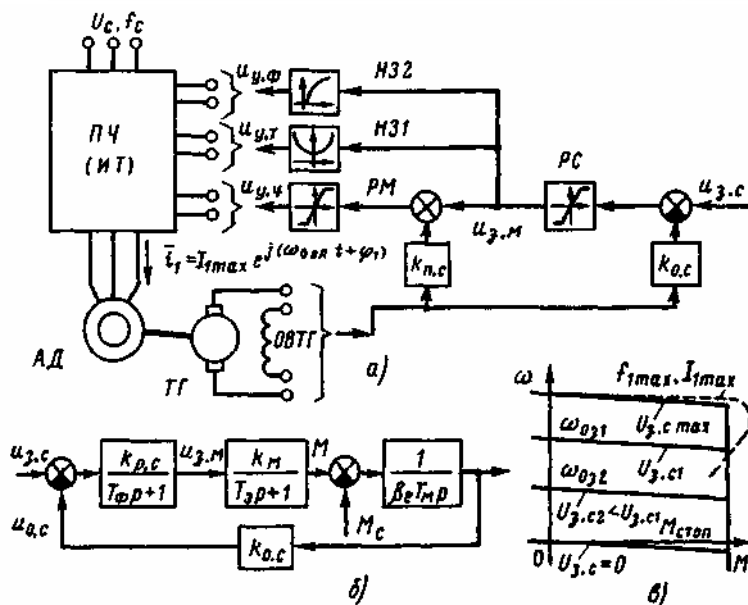


Рис 8.36 Схемы (а, б) и механические характеристики асинхронного электропривода (в) при частотном регулировании скорости

сигнал отрицательной связи по мгновенным значениям потока, воздействующей на цепь задания напряжения или тока статора.

В тех случаях, когда частотное управление должно обеспечивать не только регулирование скорости, но и формирование равномерно ускоренного характера протекания всех переходных процессов, ограничение момента при механических перегрузках и т.п., система регулирования скорости должна содержать подчиненный контур регулирования момента. В простейшем случае можно использовать уже рассмотренную компенсационную систему регулирования момента (см. рис.7.20).

Схема регулирования скорости асинхронного двигателя при этом дополняется регулятором

Нетрудно видеть, что уравнение (8.96) устанавливает определенную зависимость намагничивающего тока I_μ а следовательно, и результирующего магнитного потока Φ от напряжения и тока статора при данных параметрах машины. Эта зависимость является векторной и в динамике осложняется наличием производных $\bar{i}_1$ и $\bar{i}_\mu$. Тем не менее, полагая в режимах стабилизации потока $i_\mu = \text{const}$, $d\bar{i}_\mu/dt = 0$, с помощью современных вычислительных устройств можно по измеренным реальным напряжениям и токам двух фаз статора и известной частоте $\omega_{0эл}$ определять значения амплитуды и фазы магнитного потока и, таким образом, косвенным путем формировать

скорости РС и отрицательной обратной связью по скорости, как показано на рис.8.36,а. Структурная схема представлена на рис.8.36,б, в ней контур регулирования момента представлен передаточной функцией, соответствующей (7.66), а в передаточной функции пропорционального РС учтена малая постоянная времени T_ϕ фильтра в цепи обратной связи по скорости. С помощью этой схемы можно записать:

$$k_{pc}k_u(U_{zc} - k_{oc}\omega) = (T_\phi p + 1)(T_z p + 1)M.$$

Уравнение динамической механической характеристики замкнутой по скорости системы электропривода

$$(T_\phi p + 1)(T_z p + 1)M = k_{pc}k_u k_{oc}(\omega_{0zc} - \omega),$$

где $\omega_{0zc} = U_{zc}/k_{oc}$ - скорость идеального холостого хода.

Передаточная функция динамической жесткости механической характеристики

$$\beta_{дин з с}(p) = -\frac{k_{pc}k_u k_{oc}}{(T_\phi p + 1)(T_z p + 1)} = -\frac{k_{pc}k_u k_{oc}}{T_\mu p + 1}, \quad (8.97)$$

где $T_\mu = T_z + T_\phi$ - суммарная малая постоянная контура регулирования скорости.

Уравнение статической механической характеристики

$$\omega = \frac{U_{zc}}{k_{oc}} - \frac{M}{k_{pc}k_u k_{oc}}.$$

Модуль статической жесткости

$$\beta_{з с} = k_{pc}k_u k_{oc}$$

пропорционален коэффициенту обратной связи по скорости и теоретически может быть получен любого требуемого значения. Однако практически без динамической коррекции возможная жесткость механической характеристики в замкнутой системе, как было установлено в §8.5, ограничивается ростом колебательности электропривода с ростом k_{oc} .

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования в соответствии с рис.8.36,б имеет вид

$$W_{раз с} = \frac{k_{pc}k_u}{\beta T_m p (T_z p + 1)(T_\phi p + 1)}. \quad (8.98)$$

Отнесем постоянные T_ϕ и T_z к малым некомпенсируемым постоянным и в качестве оценки их влияния примем $T_\mu = T_\phi + T_z$. Тогда (8.98) можно представить в виде

$$W_{раз с} = \frac{1/k_{oc}}{T_0 p (T_\mu p + 1)}, \quad (8.99)$$

где $T_0 = \beta T_m / k_{oc} k_{pc} k_u$.

Сравнив (8.99) с (6.31), можно убедиться, что при этих условиях передаточная функция рассматриваемого разомкнутого контура совпадает по форме с желаемой передаточной функцией при настройке контура на технический оптимум. Для получения такой настройки нужно выбрать k_{oc} из условия $T_0 = 2T_\mu$.

$$\beta T_m / k_{oc} k_{pc} k_u = 2T_\mu,$$

откуда

$$k_{oc} = \beta T_m / 2T_\mu k_{pc} k_u \quad (8.100)$$

Значения k_{oc} , соответствующие выражению (8.100), для приводов малой и средней мощности при малой постоянной времени T_m получаются небольшими, и жесткость механических характеристик в замкнутой системе невысока. При показанной на рис.8.36,в форме характеристики регулятора скорости механические характеристики подобны характеристикам электропривода постоянного тока с двухконтурной системой подчиненного регулирования тока и скорости двигателя (рис.8.36,в).

Более высокую точность регулирования скорости могут обеспечить использование ПИ-регулятора скорости и выбор параметров по настройке на симметричный оптимум.

Компенсационный принцип стабилизации магнитного потока, использованный в данной

схеме, не может обеспечить высокой точности регулирования, так как параметры двигателя при работе претерпевают изменения, вызванные изменениями температуры обмоток, не остается постоянным напряжение сети и т. п. Поэтому при высоких требованиях к точности необходимо сочетание регулирования по отклонению с компенсацией возмущений.

8.11. Принцип ориентирования по полю двигателя при частотном управлении

Координатные и фазные преобразования переменных, рассмотренные в гл. 2, в настоящее время не только используются для упрощения анализа динамических процессов электромеханического преобразования энергии, но и успешно применяются в качестве математической основы построения алгоритмов функционирования систем управления электроприводами переменного тока. В частности, этот математический аппарат является основой принципа ориентирования по полю двигателя, который реализован в ряде совершенных систем частотного управления асинхронными и синхронными электроприводами.

Для пояснения этого принципа предположим, что при управлении двигателем доступны для измерения текущие значения модуля, угловой скорости и фазы вектора потокосцепления ротора. Тогда ось x синхронно вращающейся системы координат x, y представляется возможным совместить с мгновенным направлением этого вектора:

$$\bar{\Psi}_2 = \Psi_{2\max} e^{j\omega_{0\Delta} t},$$

при этом $\Psi_{2x} = \Psi_{2\max}$, $\Psi_{2y} = 0$ вектор тока статора становится ориентированным относительно $\bar{\Psi}_2$ углом сдвига ϕ_1 :

$$\bar{i}_1 = I_{1\max} e^{j(\omega_{0\Delta} t + \phi_1)},$$

его проекция на ось x i_{1x} является мгновенным значением намагничивающего тока машины, а проекция на ось y , как было показано в §6.5 для статического режима, представляет собой активный ток статора. Основой для вычисления текущих переменных служат уравнения механической характеристики в осях x, y ($\omega_k = \omega_{0\Delta}$), ориентированных по полю двигателя, в которых $\Psi_{2x} = \Psi_{2\max}$, $\Psi_{2y} = 0$ в любой момент времени:

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= i_{1x} R_1 + p\Psi_{1x} - \omega_{0\Delta} \Psi_{1y}; \\ u_{1y} &= i_{1y} R_1 + p\Psi_{1y} + \omega_{0\Delta} \Psi_{1x}; \\ 0 &= i'_{2x} R'_2 + p\Psi_{2\max}; \\ 0 &= i'_{2x} R'_2 + (\omega_{0\Delta} - \omega_{\Delta}) \Psi_{2\max}; \\ M &= p_n \frac{L_{12}}{L_2} \Psi_{2\max} i_{1y}. \end{aligned} \right\} \quad (8.101)$$

С помощью уравнений потокосцеплений при ориентировании по вектору $\bar{\Psi}_2$ систему уравнений (8.101) можно преобразовать к виду

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &\approx R_1 [(T_1 p + 1) i_{1x} - T_{1\sigma} \omega_{0\Delta} i_{1y}]; \\ u_{1y} &\approx R_1 [(T_{1\sigma} p + 1) i_{1y} + T_1 \omega_{0\Delta} i_{1x}]; \\ i_{1x} &\approx (T_2 p + 1) \Psi_{2\max} / L_{12}; \\ M &= \beta (\omega_0 - \omega), \end{aligned} \right\} \quad (8.102)$$

где $T_1 = L_1 / R_1$; $T_{1\sigma} = (L_1 L_2 - L_{12}^2) / L_2 R_1$; $T_2 = L_2 / R'_2$; $\beta = p_n^2 \Psi_{2\max}^2 / R'_2$. Аналогичным путем можно осуществить ориентирование по вектору потокосцепления $\bar{\Psi}_1$ или $\bar{\Psi}_\mu$ и получить соотношения, соответствующие этим условиям.

Полученные уравнения наглядно представляют динамические особенности асинхронного электропривода с частотным управлением при ориентировании по полю двигателя. Изменением i_{1x} можно регулировать потокосцепление ротора, но при существенных проявлениях электромагнитной инерции, характеризуемой большими постоянными времени T_1 и T_2 . При постоянном потоке ($\Psi_{2\max} = \text{const}$) система (8.102) представляется в виде

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= R_1(i_{1x} - T_{1\sigma}\omega_{0эл}i_{1y}); \\ u_{1y} &= R_1[(T_{1\sigma}p + 1)i_{1y} + T_{1\sigma}\omega_{0эл}i_{1x}]; \\ i_{1x} &= \Psi_{2max}/L_{12}; \\ M &= \beta(\omega_0 - \omega), \end{aligned} \right\} \quad (8.103)$$

при этом электромагнитная инерция обусловлена только изменениями потоков рассеяния статора (малая постоянная времени $T_{1\sigma}$) и полностью проявляется только при питании статора от источника напряжения. Если преобразователь частоты обладает свойствами источника тока, при $\Psi_{2max} = \text{const}$ теоретически асинхронный двигатель представляет собой безынерционный объект управления, а при регулировании потока по отклонению его механическая характеристика определяется уравнениями

$$\left. \begin{aligned} i_{1x} &= (T_2 p + 1) \Psi_{2max} / L_{12}; \\ i_{1y} &= \frac{L_2 \Psi_{2max}}{R_2' L_{12}} (\omega_{0эл} - \omega_{эл}); \\ M &= \frac{p L_{12} \Psi_{2max}}{L} i_{1y}. \end{aligned} \right\} \quad (8.104)$$

Отсюда следует, что, если при управлении асинхронным двигателем оперировать в цепях управления не с реальными переменными машины, а с преобразованными к координатным осям, ориентированным по полю, можно отдельно управлять магнитным потоком и моментом двигателя, имея дело не с переменными синусоидальными величинами, а с постоянными их преобразованными значениями. Это позволяет строить систему управления асинхронным двигателем аналогично системе управления двигателем постоянного тока. Основой построения таких систем является информация о мгновенном значении и пространственном положении вектора потокосцепления в воздушном зазоре, непосредственное измерение которого обычно осуществляется с помощью датчиков Холла.

В соответствии с изложенным для реализации управления потоком и моментом двигателя по отклонению необходимо измерить мгновенные реальные трехфазные токи статора и поток в воздушном зазоре, осуществить преобразование трехфазных переменных к эквивалентным двухфазным и произвести координатное преобразование их к осям, ориентированным по полю. Определенные таким образом преобразованные текущие значения i_{1x} и i_{1y} остается сравнить с их заданными значениями, получить сигналы управления потоком и моментом в осях x , y , а затем осуществить обратные координатное и двухфазно-трехфазное преобразования и получить действительные сигналы для управления трехфазным преобразователем частоты. Для осуществления этой цепочки операций необходимо управляющее вычислительное устройство, некоторые особенности которого можно установить, рассматривая схему, приведенную на рис.8.37,а.

Система управления состоит из трех крупных блоков: блока вычисления текущих значений переменных БВТП, блока регуляторов переменных БРП и блока вычисления заданных значений переменных - управляющих воздействий БВЗП. Рассмотрим назначение, основные элементы и особенности измерительного блока БВТП.

Для того чтобы вычислить амплитуду и фазу переменной трехфазного двигателя, достаточно измерить мгновенные значения этой переменной в двух фазах двигателя. Блок БВТП преобразует измеренные с помощью датчиков Холла трехфазные мгновенные значения потока в воздушном зазоре $\Psi_{\mu a}$ и $\Psi_{\mu b}$ и измеренные с помощью датчиков тока действительные трехфазные переменные токи i_{1a} и i_{1b} в ориентированные по полю значения потокосцепления ротора Ψ_{2max} намагничивающего тока i_{1x} и активного тока i_{1y} . Он состоит из блоков фазных преобразований БФП1 и БФП2, блока векторного фильтра БВФ и блока координатного преобразования БКП2. Блок БФП1 осуществляет трехфазно-двухфазное преобразование потокосцепления в воздушном зазоре в соответствии с формулами (2.34).

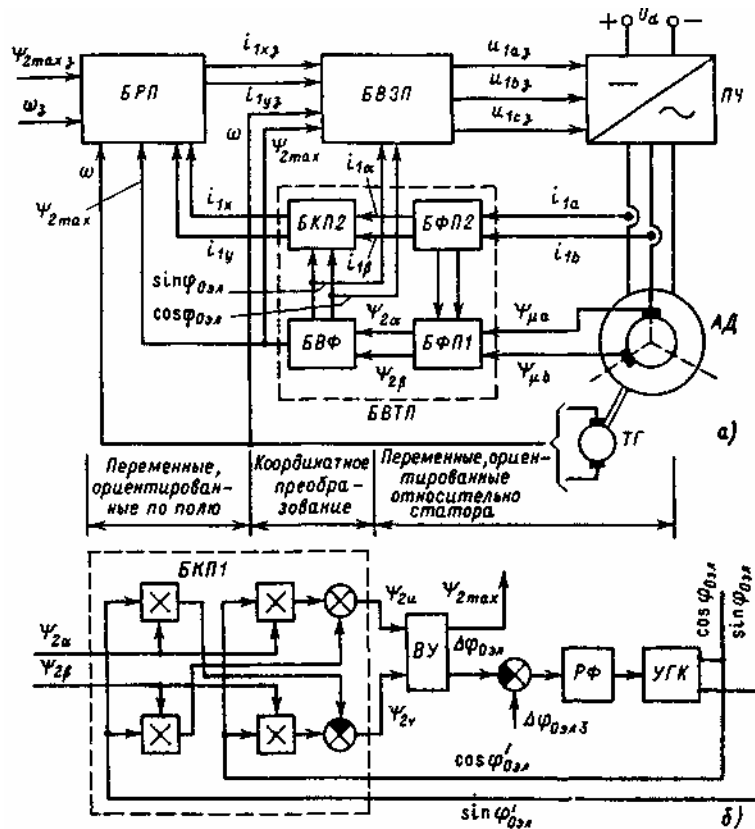


Рис 8.37 Функциональная схема, реализующая принцип ориентирования по полю

$$\Psi_{\mu\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \Psi_{\mu\alpha}; \quad \Psi_{\mu\beta} = \sqrt{2} \left(\frac{1}{2} \Psi_{\mu\alpha} + \Psi_{\mu\beta} \right). \quad (8.105)$$

Кроме того, блок БФП1 вычисляет необходимое для контроля потокоцепление ротора в соответствии с формулами

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2\alpha} &= \frac{L_2}{L_{12}} \Psi_{\mu\alpha} - (L_2 - L_{12}) i_{1\alpha}; \\ \Psi_{2\beta} &= \frac{L_2}{L_{12}} \Psi_{\mu\beta} - (L_2 - L_{12}) i_{1\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (8.106)$$

Необходимые для решения (8.106) значения $i_{1\alpha}$ и $i_{1\beta}$ вычисляются блоком БФП2 по формулам, аналогичным (8.105). Так как переменные $\Psi_{2\alpha}$ и $\Psi_{2\beta}$ вычислены с помощью (8.106) через переменные статора, они представляют собой синусоидальные величины, изменяющиеся с частотой $\omega_{0эл}$.

Блок векторного фильтра БВФ решает задачу определения мгновенного пространственного угла поворота $\omega_{0эл}$ вектора потокоцепления ротора $\bar{\Psi}_2$. Решение этой задачи осложняется наличием зубцовых пульсаций потока машины, уменьшение влияния которых обеспечивается активным векторным фильтром (рис.8.37,б). Его составной частью является блок координатного преобразования БКП1, на два входа которого подаются текущие значения $\Psi_{2\alpha}$ и $\Psi_{2\beta}$, а к двум другим входам подводятся функции $\sin \phi'_{0эл}$ и $\cos \phi'_{0эл}$, вырабатываемые управляемым генератором колебаний УГК. В общем случае $\phi'_{0эл} \neq \phi_{0эл}$, поэтому блок БКП1 осуществляет координатное преобразование $a, b \rightarrow u, v$ в соответствии с (2.15):

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2u} &= \Psi_{2\alpha} \cos \phi'_{0эл} + \Psi_{2\beta} \sin \phi'_{0эл}; \\ \Psi_{2v} &= -\Psi_{2\alpha} \sin \phi'_{0эл} + \Psi_{2\beta} \cos \phi'_{0эл}. \end{aligned} \right\} \quad (8.107)$$

Так как $\Psi_{2\alpha} = \Psi_{2max} \cdot \cos \phi_{0эл}$ и $\Psi_{2\beta} = \Psi_{2max} \cdot \sin \phi_{0эл}$, то, подставив эти выражения в (8.107), после преобразований получим

$$\Psi_{2u} = \Psi_{2max} \cos(\phi_{0эл} - \phi'_{0эл}); \quad \Psi_{2v} = \Psi_{2max} \sin(\phi_{0эл} - \phi'_{0эл}). \quad (8.108)$$

Нетрудно видеть, что на выходе блока БКП1 получаются составляющие вектора $\bar{\Psi}_2$ в виде периодических функций разности между действительным углом поворота $\phi_{0эл}$ и выдаваемым генератором колебаний УГК $\phi'_{0эл}$. Предусмотренное в схеме вычислительное устройство ВУ выделяет модуль Ψ_{2max} и определяет угол $\Delta\phi_{0эл} = \phi_{0эл} - \phi'_{0эл}$. Сигнал отрицательной связи по углу подается на вход ПИ-регулятора фазы РФ, выходная величина которого воздействует на УГК в направлении уменьшения $\Delta\phi_{0эл}$.

При отсутствии в кривой потока высших гармоник в установившемся режиме благодаря интегральной составляющей регулятора РФ достигалось бы полное устранение ошибки $\Delta\phi_{0эл} = 0$. При этом $\phi'_{0эл} = \phi_{0эл}$ и в соответствии с (8.108) $\Psi_{2u} = \Psi_{2max}$, а $\Psi_{2v} = 0$. Таким образом, составляющая Ψ_{2v} непосредственно связана со знаком ошибки $\Delta\phi_{0эл}$ и ее значением. С помощью задающего сигнала $\Delta\phi_{0элз}$ устанавливается минимальное значение ошибки, обусловленной гармониками потока.

Полученные на выходе БВФ функции $\cos \phi_{0эл}$ и $\sin \phi_{0эл}$ используются для координатного преобразования токов $i_{1\alpha}$ и $i_{1\beta}$, которое осуществляется блоком БКП2. Этот блок не имеет отличий от блока БКП1 (рис.8.37,б); на его выходе получают составляющие тока статора i_{1x} и i_{1y} , постоянные по значению (для статического режима). Эти значения, а также текущие значения потокосцепления Ψ_{2max} и скорости ω поступают в блок регуляторов переменных БРП и используются для регулирования по отклонению от заданных значений.

Поступающие на вход блока регуляторов БРП задающие сигналы $\Psi_{2maxз}$ и ω_3 , совместно с ориентированными по полю текущими значениями переменных используются для вычисления заданных значений переменных $i_{1хз}$ и $i_{1уз}$, с помощью которых блок вычисления задающих сигналов БВЗП формирует синусоидальные напряжения управления преобразователем $u_{1аз}$, $u_{1бз}$ и $u_{1сз}$.

Здесь для пояснения принципа ориентирования по полю подробно рассмотрен блок вычисления текущих переменных БВТП системы «Трансвектор», разработанной фирмой «Сименс» (ФРГ) для управления асинхронными и синхронными электроприводами с частотным управлением. Описание других блоков этой системы приведено в [4].

8.12. Каскадные схемы регулирования скорости асинхронного электропривода

Существенным недостатком всех рассмотренных способов регулирования скорости асинхронного двигателя при $\omega_0 = \text{const}$ является возрастание потерь энергии в роторной цепи при снижении скорости пропорционально скольжению. Однако у двигателя с фазным ротором этот недостаток может быть устранен путем включения в цепь ротора источника регулируемой ЭДС, с помощью которого энергию скольжения можно либо возвратить в сеть, либо использовать для совершения полезной работы.

Схемы асинхронного электропривода с включением в цепь ротора дополнительных ступеней преобразования энергии для использования и регулирования энергии скольжения получили название каскадных схем (каскадов). Если энергия скольжения преобразуется для возвращения в электрическую сеть, каскад называют электрическим. Если энергия скольжения с помощью электромеханического преобразователя преобразуется в механическую энергию и поступает на вал двигателя, то такие каскады называются электромеханическими.

Электрические каскады, в которых цепь ротора подключается к преобразователю частоты, способному как потреблять энергию скольжения, так и доставлять энергию двигателю со стороны ротора на частоте скольжения, т. е. управлять потоком энергии в цепи ротора как в прямом, так и в обратном направлении, называются каскадами с асинхронным двигателем, работающим в режиме МДП.

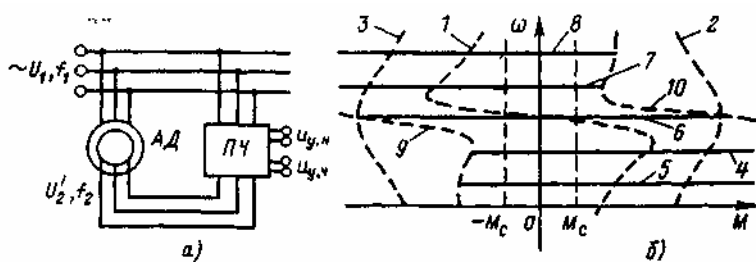


Рис. 8.38. Электрический каскад с асинхронным двигателем, работающим в режиме МДП:

а — схема; б — механические характеристики при $U'_2 = \text{const}$

а — схема; б — механические характеристики при $U'_2 = \text{const}$

Анализ этой схемы позволяет выявить наиболее общие закономерности, свойственные электроприводам с каскадным включением асинхронных двигателей. В установившихся режимах работы любой электрической машины поля статора и ротора для создания постоянного момента должны быть взаимно неподвижны. Поэтому если в схеме рис.8.38,а задание частоты $\omega_{\text{уч}} = \text{const}$ и f_2 не зависит от нагрузки двигателя, то скорость двигателя в пределах допустимой перегрузки остается неизменной:

$$\omega_{\text{эл}} = \omega_{0\text{эл}} - \omega_{2\text{эл}} = \text{const}.$$

Такой режим работы называется синхронным режимом МДП. Для его математического описания воспользуемся уравнениями механической характеристики обобщенной машины в осях x, y так как поля ротора и статора вращаются в рассматриваемом режиме со скоростью $\omega_{0\text{эл}} = 2\pi f_1$. При записи по аналогии с синхронной машиной, рассмотренной в §3.15, ориентируем все переменные относительно вектора напряжения $\bar{u}_2$, подводимого к ротору

$$u_{2d} = -U_{2\text{max}} \cos \omega_{2\text{эл}} t, \quad u_{2q} = -U_{2\text{max}} \sin \omega_{2\text{эл}} t \quad (8.109)$$

Как было установлено в §3.15, в синхронном режиме синхронного двигателя момент определяется углом $\theta_{\text{эл}} = \phi_{0\text{эл}} - \phi_{\text{эл}}$, причем ось поля ротора совпадает с направлением вектора $\bar{u}_2$. В синхронном режиме МДП ток ротора имеет частоту $\omega_{2\text{эл}}$, которая в общем случае не равна нулю. При этом изменения нагрузки и скольжения вызывают изменения угла сдвига поля ротора относительно напряжения $\bar{u}_2$, поэтому вектор напряжения статора $\bar{u}_1$ сдвинут относительно вектора $\bar{u}_2$ на угол $\phi_{12\text{эл}}$, который равен углу $\theta_{\text{эл}}$ только при $f_2=0$, т.е. при возбуждении ротора постоянным током. При $f_2 \neq 0$ действительные напряжения, приложенные к обмоткам фаз статора двигателя, можно записать в виде.

$$\begin{aligned} u_{1\alpha} &= U_{1\text{max}} \sin(\omega_{0\text{эл}} t + \phi_{12\text{эл}}); \\ u_{1\beta} &= -U_{1\text{max}} \cos(\omega_{0\text{эл}} t + \phi_{12\text{эл}}). \end{aligned} \quad (8.110)$$

Уравнения МДП в осях x, y имеют вид

$$\left. \begin{aligned} u_{1x} &= i_{1x} R_1 + \frac{d\psi_{1x}}{dt} - \omega_{0\text{эл}} \psi_{1y}, \\ u_{1y} &= i_{1y} R_1 + \frac{d\psi_{1y}}{dt} + \omega_{0\text{эл}} \psi_{1x}, \\ u'_{2x} &= i'_{2x} R'_2 + \frac{d\psi_{2x}}{dt} - (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \psi_{2y}, \\ u'_{2y} &= i'_{2y} R'_2 + \frac{d\psi_{2y}}{dt} + (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \psi_{2x}, \\ M &= p_n \frac{L_{12}}{L_i} (\psi_{1y} i'_{2x} - \psi_{1x} i'_{2y}) \end{aligned} \right\} \quad (8.111)$$

Ограничимся рассмотрением установившегося режима работы, положив $d/dt=0$, и пренебрежем активным сопротивлением обмотки статора $R_1=0$. Для использования (8.111) с помощью формул (2.15) и (2.16) преобразуем (8.109) и (8.110) к осям x, y ($\omega_k = \omega_{0\text{эл}}$).

В результате преобразования получим

$$\begin{aligned} u_{1x} &= U_{1\text{max}} \sin \phi_{12}; & u_{1y} &= -U_{1\text{max}} \cos \phi_{12}; \\ u'_{2x} &= -U'_{2\text{max}} = \text{const}; & u'_{2y} &= 0, \end{aligned}$$

где штрихами отмечены приведенные к цепи статора значения напряжений.

Подставив все принятые и полученные значения в (8.111) и выполнив некоторые преобразования, представим его в виде

$$\left. \begin{aligned} U_{1\max} \sin \varphi_{12} &= -\omega_{0\text{эл}} \Psi_{1y}; \\ -U_{1\max} \cos \varphi_{12} &= \omega_{0\text{эл}} \Psi_{1x}; \\ -U'_{2\max} &= I'_{2x} R'_2 - (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \Psi_{2y}; \\ 0 &= I'_{2y} R'_2 + (\omega_{0\text{эл}} - \omega_{\text{эл}}) \Psi_{2x}; \\ M &= p_n \frac{L_{12}}{L_1} (\Psi_{1y} I'_{2x} - \Psi_{1x} I'_{2y}). \end{aligned} \right\} \quad (8.112)$$

С помощью выражений для потокосцеплений (2.20) можно получить

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{2x} &= \frac{L_{12}}{L_1} \Psi_{1x} + \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_1} I'_{2x}; \\ \Psi_{2y} &= \frac{L_{12}}{L_1} \Psi_{1y} + \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_1} I'_{2y}. \end{aligned} \right\} \quad (8.113)$$

Значения Ψ_{1x} и Ψ_{1y} определяются с помощью первых двух уравнений (8.112):

$$\Psi_{1x} = -(U_{1\max} / \omega_{0\text{эл}}) \cos \varphi_{12}; \quad \Psi_{1y} = -(U_{1\max} / \omega_{0\text{эл}}) \sin \varphi_{12}.$$

Так как (см. §3.12)

$$(L_1 L_2 - L_{12}^2) / L_1 \approx (x_1 + x'_2) / \omega_{0\text{эл}} = x_k / \omega_{0\text{эл}},$$

то (8.113) при подстановке Ψ_{1x} и Ψ_{1y} можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} R'_2 I'_{2x} - x_k s I'_{2y} &= -U'_{2\max} - \frac{L_{12}}{L_1} s U_{1\max} \sin \varphi_{12}, \\ x_k s I'_{2x} + R'_2 I'_{2y} &= \frac{L_{12}}{L_1} s U_{1\max} \cos \varphi_{12}, \\ M &= p_n \frac{L_{12}}{L_1} \frac{U_{1\max}}{\omega_{0\text{эл}}} (-\cos \varphi_{12} I'_{2x} + \sin \varphi_{12} I'_{2y}) \end{aligned} \right\} \quad (8.114)$$

Уравнения (8.114) позволяют получить выражение механической характеристики двигателя в режиме МДП. Для этого необходимо разрешить первые два уравнения относительно I'_{2x} и I'_{2y} , подставить полученные выражения в третье уравнение, преобразовать переменные двухфазной модели $U_{1\max}$ и $U'_{2\max}$ к трехфазной с помощью (2.37), перейти от максимальных значений напряжений к действующим и выполнить необходимые математические преобразования. В результате этого получим

$$M = \left(\frac{L_{12}}{L_1} \right)^2 \frac{3 R'_2 s U_1^2}{\omega_0 (R'^2_2 + x_k^2 s^2)} + \frac{L_{12}}{L_1} \frac{3 U_1 U'_2}{\omega_0 \sqrt{R'^2_2 + x_k^2 s^2}} \sin \theta_{\text{эл}}, \quad (8.115)$$

где $\theta_{\text{эл}} = \varphi_{12} + \arctg x_k s / R'_2$ - угол сдвига между осями полей статора и ротора

Анализ уравнения механической характеристики асинхронного двигателя в режиме работы МДП позволяет установить ряд интересных и практически важных особенностей рассматриваемой каскадной схемы. Момент двигателя в этом режиме содержит две составляющие, одна из которых соответствует естественной механической характеристике асинхронного двигателя, а другая - синхронному режиму, обусловленному напряжением U'_2 , подведенным к цепи ротора. Действительно, при $U'_2=0$ и $L_{12} \approx L_1$ (8.115) принимает вид

$$M = M_c = \frac{3 U_1^2 R'_2}{\omega_0 s \left[(R'_2 / s)^2 + x_k^2 \right]}, \quad (8.116)$$

совпадающий с уравнением (8.76) при $R_1=0$ и $R'_{2\Sigma}=R'_2$. При не изменном задании частоты напряжения U'_2 в цепи ротора $U_{yч}=\text{const}$, $\omega_2=\text{const}$. Поэтому скольжение двигателя при работе в синхронном режиме остается неизменным ($s=s_0=\text{const}$) и асинхронная составляющая момента $M_c(s)=M_c(s_0)=\text{const}$. Зависимость M_c от скорости представлена на рис.8.38,б (кривая 1).

Вторая составляющая обусловлена взаимодействием возбуждаемого напряжением U'_2 ротора с полем статора, создаваемым напряжением сети U_1 :

$$M_{\text{син}} = \frac{L_{12}}{L_1} \frac{3U_1 U_2' \sin \theta_{\text{эл}}}{\omega_0 \sqrt{R_2'^2 + x_c^2 s_0^2}} = M_{\text{max}}(s_0) \sin \theta_{\text{эл}}. \quad (8.117)$$

На рис.8.38,б представлены кривые $M_{\text{син}}=f(\omega)$ при $\theta_{\text{эл}}=+90^\circ$ (кривая 2) и при $\theta_{\text{эл}}=-90^\circ$ (кривая 3). Результирующий момент двигателя

$$M = M_c(s_0) + M_{\text{max}}(s_0) \sin \theta_{\text{эл}}. \quad (8.118)$$

Если чередование фаз напряжений $\bar{U}_1$ и $\bar{U}_2$ одинаково, поля статора и ротора имеют одинаковое направление вращения и значения скольжения s_0 и частоты ротора $\omega_2=\omega_{0\text{эл}}s_0$ положительны. Двигатель при тормозной нагрузке работает в двигательном режиме, причем угол $\theta_{\text{эл}}$ принимает такое значение, при котором $M=M_c$. Это область режима работы каскада со скоростью, меньшей синхронной $\omega<\omega_0$. Если изменить нагрузку, приложив к валу двигателя движущий момент - M_c , возникнет переходный процесс, в котором под действием положительного динамического момента ротор двигателя ускорится, изменит положение относительно оси поля статора и угол $\theta_{\text{эл}}$ по окончании переходного процесса примет отрицательное значение, соответствующее по (8.118) условию $M=-M_c$.

Таким образом, при $\omega_2>0$ и $s_0>0$ двигатель работает со скоростью, меньшей синхронной, причем в зависимости от нагрузки на валу он может работать как в двигательном, так и в генераторном режиме. При этом переход в генераторный режим обеспечивается изменением синхронной составляющей (8.118) под действием изменений внутреннего угла $\theta_{\text{эл}}$, обусловленных изменениями нагрузки, а составляющая $M_c(s_0)$ остается неизменной. Механические характеристики, соответствующие двум значениям $\omega_2>0$, представлены на рис.8.38,б (прямые 4, 5).

При работе в двигательном режиме с $\omega_2>0$ (при подсинхронной скорости) потребляемая двигателем мощность P_1 , если пренебречь потерями, поступает на вал двигателя (P_2) и в виде мощности скольжения P_s в преобразователь частоты:

$$P_1 = P_2 + P_s. \quad (8.119)$$

Мощность скольжения P_s преобразуется преобразователем частоты и возвращается в сеть (рис.8.39,а). Если при $\omega_2>0$ машина работает в генераторном режиме ($M=-M_c$), то направление потоков мощностей изменяется на противоположное (рис.8.39,б):

$$-P_1 = -P_2 - P_s. \quad (8.120)$$

Уменьшение частоты ротора ω_2 при $\omega_2>0$ влечет за собой увеличение скорости двигателя, так как

$$\omega = \omega_0 - \omega_2.$$

Следовательно, на рис.8.38,б уменьшение ω_2 вызывает переход с характеристики 5 на характеристику 4 и затем при $\omega_2=0$ на характеристику 6.

При $\omega_2=0$ роторная цепь питается постоянным напряжением и двигатель работает в чисто синхронном режиме, рассмотренном в §3.15. Действительно, при этом $s_0=0$, асинхронная составляющая $M_c(s_0)=0$ и момент двигателя полностью определяется (8.117):

$$M = \frac{L_{12}}{L_1} \frac{3U_1 I_B \sin \theta_{\text{эл}}}{\omega_0} = \frac{3U_1 E \sin \theta_{\text{эл}}}{\omega_0 x_c},$$

где $I_B=U_2'/R_2'$; $E=\omega_{0\text{эл}}L_{12}I_B$; x_c - индуктивное сопротивление синхронной машины: $x_c=\omega_{0\text{эл}}L_1$.

Сравнивая это выражение с (8.118) при $x_{1q}=x_{1d}=x_{1c}$, можно убедиться в их полном совпадении. Следовательно, характеристика 6 на рис.8.38,б представляет собой механическую характеристику неявнополюсной синхронной машины, которой становится асинхронный двигатель при питании его роторной обмотки постоянным током.

Изменив знак $U_{yч}$, можно изменить чередование фаз роторного напряжения U_2' . При этом поле ротора вращается в направлении, противоположном полю статора, $\omega_2<0$, скорость двигателя $\omega=\omega_0+\omega_2>\omega_0$, а скольжение отрицательно. Механические характеристики, соответствующие двум значениям $\omega_2<0$, представлены на рис.8.38,б (прямые 7 и 8).

Рассматривая этот рисунок, можно видеть, что и здесь в зависимости от нагрузки на валу можно иметь как двигательный, так и генераторный режим работы двигателя. При этом асинхронная составляющая момента при данном значении $s_0<0$ отрицательна и неизменна, а значе-

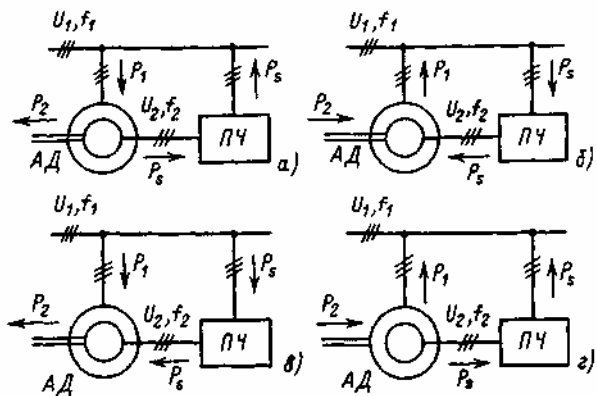


Рис 8.39 Направление потоков мощности в каскадной схеме при $\omega < \omega_0$ (а, б) и при $\omega > \omega_0$ (в, г).
а, в — двигательный режим работы каскада;
б, г — генераторный режим работы каскада

Механические характеристики на рис.8.38,б соответствуют $U'_2 = \text{const}$, при этом максимум синхронной составляющей момента (8.117) M_{max} изменяется в функции скольжения s_0 (см. кривые 2 и 3). Поскольку составляющая $M_c(s_0)$ при изменении знака s_0 изменяет знак, перегрузочная способность двигателя в режиме МДП при $\omega_2 > 0$ и при $\omega_2 < 0$ оказывается существенно различной. При скоростях ниже синхронной ($\omega_2 > 0$) двигательные моменты $M_c(s_0)$ существенно снижают перегрузочную способность в генераторном режиме: максимальные значения тормозного момента M при данном U'_2 в этом режиме ограничиваются кривой 9. При скоростях, больших синхронной ($\omega_2 < 0$), тормозные моменты ограничивают максимальные значения результирующего момента, соответствующие $\theta_{\text{эл}} = +90^\circ$ в двигательном режиме (кривая 10 на рис.8.38,б).

Практически требуемую перегрузочную способность во всем диапазоне регулирования скорости можно поддерживать изменяя напряжение u'_2 в функции s_0 и нагрузки. При этом должно обеспечиваться ограничение токов ротора и статора на допустимом уровне во всех режимах.

Изменения напряжения u'_2 обеспечиваются соответствующими изменениями сигнала задания напряжения $u_{\text{ун}}$ преобразователя частоты. При данной нагрузке, например при $M_c = 0$ путем изменения U'_2 можно воздействовать на потребление реактивной мощности в цепи статора аналогично рассмотренному в §3.15 для синхронного двигателя.

Проведенный анализ показывает, что в режиме МДП свойства каскада близки свойствам синхронного двигателя, причем при $\omega_2 = 0$ они совпадают. Специфика проявляется только в наличии сильной асинхронной составляющей момента $M_c(s_0)$, в возможности работы при различных скоростях, задаваемых воздействием на напряжение $u_{\text{ун}}$, и в возбуждении ротора переменным током угловой частоты скольжения ω_2 .

Известно, что синхронный двигатель склонен к качаниям, обусловленным упругой электромагнитной связью между полями статора и ротора $M = f(\theta_{\text{эл}})$, и для борьбы с ними снабжается демпферной обмоткой, создающей асинхронную составляющую момента. В рассматриваемой каскадной схеме имеет место более сильная асинхронная составляющая, определяемая естественной механической характеристикой асинхронного двигателя (без учета внутренних сопротивлений преобразователя частоты). Поэтому при работе в области скоростей, близких к скорости поля ω_0 , где $-S_K < s_0 < S_K$, жесткость характеристик $M_c = f(\omega)$ высока, отрицательна и оказывает на колебания ротора сильное демпфирующее действие, аналогичное вязкому трению.

Однако при $|s_0| > |S_K|$ жесткость этой характеристики меняет знак $\beta_{\text{ст}} > 0$, т. е. механическая характеристика имеет положительный наклон и может оказывать не демпфирующее, а раскачивающее действие, приводящее к неустойчивой работе каскада. Это обстоятельство ограничивает область применения синхронного режима работы каскада установками, в которых требуется небольшой диапазон изменений скорости [регулирование в пределах $\pm(20 \div 30)\% \omega_0$]. При этом $|s_0| < |S_K|$ и динамические свойства каскада могут в достаточной мере соответствовать требованиям.

Следует заметить, что для указанного диапазона двухзонное регулирование скорости в каскадной схеме имеет преимущества перед другими способами, так как обеспечивает экономичное регулирование скорости при относительно небольшой требуемой мощности преобразователя

ния момента, соответствующие M_c , обеспечиваются изменениями угла $\theta_{\text{эл}}$ за счет поворота ротора относительно поля статора под действием возникающих динамических моментов.

При сверхсинхронной скорости ($s_0 < 0$) при работе в двигательном режиме механическая мощность P_2 обеспечивается потреблением мощности как по цепи статора P_1 так и по цепи ротора (мощность скольжения P_s):

$$P_2 = P_1 + P_s$$

При переходе в генераторный режим и том же s_0 поступающая с вала мощность P_2 передается в сеть по обоим каналам, т. е. направления потоков изменяются на противоположные, как показано на рис.8.39,в и г.

частоты, который должен быть рассчитан на максимум мощности скольжения

$$P_{\text{с макс}} = P_{\text{ном}} s_{0\text{ макс}}.$$

Соответственно при регулировании скорости в пределах $\pm(20\div 30)\% \omega_0$ требуемая мощность преобразователя частоты составляет 20-30% номинальной мощности двигателя.

При необходимости изменения скорости в более широких пределах путем введения обратных связей обеспечивают зависимость частоты ω_2 от скорости двигателя, аналогичную зависимости частоты при асинхронном режиме работы. В этом случае механические характеристики каскада имеют конечную жесткость, определяемую настройкой обратных связей, а режим работы каскада называется асинхронным.

Возможности двухзонного регулирования скорости с работой как в двигательном, так и в генераторном режимах при каждой скорости в каскадных схемах обеспечиваются только при применении полностью управляемых преобразователей частоты, обладающих способностью пропускать энергию как в прямом, так и в обратном направлениях (см. рис.8.39). При указанном ограниченном диапазоне двухзонного регулирования скорости требуются изменения частоты напряжения U_2' от 0 до $(0,2-0,3) \cdot f_{1\text{ном}} = 10\div 15$ Гц. Этим условиям наиболее полно соответствуют преобразователи частоты с непосредственной связью; применение их экономически особенно выгодно в электроприводах, мощность которых составляет сотни и тысячи киловатт.

Недостатком таких каскадов является необходимость реостатного пуска двигателя до низкой скорости в диапазоне регулирования. Этот недостаток не имеет существенного значения для механизмов, работающих продолжительно, без частых пусков.

Экономичность мощных каскадных электроприводов с работой асинхронного двигателя в режиме МДП определяется при указанных условиях высоким КПД тиристорного преобразователя, возможностью снижения общего потребления реактивной мощности путем рационального управления напряжением U_2' , а также относительно небольшими габаритами, массой и стоимостью преобразователя. Последние два достоинства проявляются в тем большей мере, чем в более узких пределах требуется регулировать скорость электропривода.

Однако в большинстве случаев мощность электроприводов, требующих регулирования скорости, составляет десятки и сотни киловатт, а требуемый диапазон регулирования скорости D превышает диапазон, рациональный для каскада с МДП. Если $D > 2\div 3$, мощность преобразователя частоты становится соизмеримой с мощностью двигателя. При этом более целесообразно использовать частотное регулирование скорости, позволяющее реализовать непрерывное управление скоростью во всех переходных процессах асинхронного электропривода аналогично системам Г-Д и ТП-Д.

Тем не менее в силу рассмотренных особенностей каскадных схем существует достаточно широкая область их применения в тех случаях, когда условия работы механизмов позволяют снизить требования к управлению потоком мощности скольжения на пути ее возвращения в сеть или передачи на вал двигателя. К числу таких механизмов относятся неререверсивные механизмы, работающие с реактивной нагрузкой на валу и не требующие работы двигателя в генераторном режиме в процессах торможения.

При указанных условиях можно ограничиться однозонным регулированием скорости, при котором в двигательном режиме направление потока мощности скольжения неизменно - от ротора двигателя в сеть (рис.8.39) или на вал. Это позволяет существенно упростить каскадные схемы, применив в канале преобразования мощности скольжения неуправляемый выпрямитель.

В электрических каскадах выпрямленный выпрямителем ток ротора преобразуется в переменный ток и передается в сеть. Если для преобразования тока и рекуперации энергии скольжения используется электромашинный агрегат, каскад называется машинно-вентильным. При применении для этой цели вентильного инвертора, ведомого сетью, каскад называется вентильным (асинхронно-вентильным) каскадом.

Электромеханические каскады являются машинно-вентильными. В них выпрямленный ток направляется в обмотку якоря машины постоянного тока, соединенной с валом асинхронного двигателя, которая преобразует электрическую энергию скольжения в механическую, поступающую на вал двигателя.

8.13. Каскады с однозонным регулированием скорости

Рассмотрим особенности перечисленных упрощенных каскадных схем, которые в связи с развитием полупроводниковой техники получили широкое распространение. Схема электрического машинно-вентильного каскада представлена на рис.8.40,а. Здесь в цепь ротора включен мостовой полупроводниковый выпрямитель В, к выводам которого через сглаживающий реактор Р подключен якорь двигателя постоянного тока ДП. Этот двигатель приводит во вращение синхронный генератор СГ, ток возбуждения которого можно регулировать вручную с помощью реостата $R_{добв}$. В более общем случае регулирование тока возбуждения может быть автоматическим и осуществляться с помощью предусмотренного для этой цели тиристорного возбудителя.

Наличие неуправляемого выпрямителя в цепи ротора существенно изменяет свойства каскада по сравнению с рассмотренным каскадом с режимом МДП. Здесь частота и напряжение роторной цепи определяются скоростью ротора двигателя, его скольжением, поэтому синхронный режим работы исключен - каскад всегда работает в асинхронном режиме. Односторонняя проводимость цепи якоря ДП, обусловленная наличием вентилей, исключает возможность изменения направления потока энергии скольжения - машина ДП работает двигателем, СГ - генератором, т. е. поток энергии скольжения всегда направлен от ротора двигателя в сеть.

Выпрямитель В работает на противоЭДС двигателя ДП, которой можно задавать любые значения в диапазоне $0-E_{д.п.ном}$, изменяя напряжение $U_{вдп}$ и ток возбуждения $I_{вдп}$ машины ДП. Следовательно, управление потоком мощности скольжения здесь осуществляется в цепи выпрямленного тока. При этом, как было отмечено в §7.2, для получения механической характеристики каскада целесообразно использовать схему замещения, приведенную к цепи выпрямленного тока.

Для рассматриваемого каскада такая схема представлена на рис.8.41. С ее помощью можно записать уравнение электрического равновесия:

$$E_{d0}s = E_{дп} + \left(\frac{mx_{дв}s}{2\pi} + 2R_1's + 2R_2 + R_{я} + R_p \right) I_d + 2(\Delta U_{в} + \Delta U_{щ}), \quad (8.121)$$

где $E_{дп}$ - ЭДС двигателя постоянного тока ДП; E_{d0} - среднее значение выпрямленного напряжения при $s=1$ и $I_d=0$; $\Delta U_{в}$ и $\Delta U_{щ}$ - падение напряжения на одном вентиле и одной щетке на якоре двигателя ДП при протекании выпрямленного тока I_d ; $x_{дв}=x_1'+x_2$ - реактивное сопротивление рассеяния ДД, приведенное ко вторичной цепи; R_1' - активное сопротивление статорной обмотки АД, приведенное к цепи ротора; R_2 - сопротивление фазы ротора АД; $mx_{дв}s/2\pi$ - сопротивление, учитывающее падение напряжения, обусловленное процессами коммутации токов.

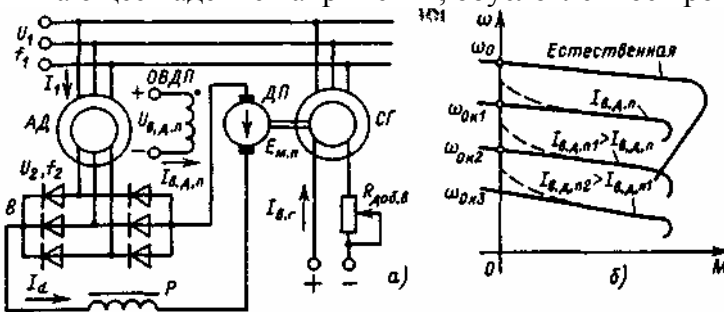


Рис 8 40 Схема (а) и механические характеристики (б) машинно-вентильного электрического каскада

На схеме оно условно изображено в виде реактивного сопротивления, так как не связано с поглощением энергии. Из (8.121) определим выпрямленный ток ротора:

$$I_d = (E_{d0}s - E_{\Sigma}) / R_{\Sigma}(s), \quad (8.122)$$

где $E_{\Sigma} = E_{дп} + 2(\Delta U_{в} + \Delta U_{щ}) = f(I_{дп})$ - суммарная противоЭДС в цепи постоянного тока с учетом падения напряжения на вентильях и щетках якоря двигателя; $R_{\Sigma} = (mx_{дв}s)/2\pi + 2R_1's + 2R_2 + R_p + R_{я}$; R_p - сопротивление реактора Р.

Уравнение (8.122) показывает, что при $E_{\Sigma} \neq 0$ ток роторной цепи становится равным нулю при конечном значении $s=s_0$, соответствующем режиму идеального холостого хода привода:

$$s_0 = \frac{E_{\Sigma}}{E_{d0}} = \frac{E_{\Delta n} + 2(\Delta U_B + \Delta U_{\Sigma})}{E_{d0}} \quad (8.123)$$

Следовательно, воздействием на цепь возбуждения ДП можно изменять скорость идеального холостого хода на искусственной характеристике:

$$\omega_{0и} = \omega_0(1 - s_0) = \omega_0 \left[1 - \frac{k\Phi_{\Delta n}\omega_{\Delta n} + 2(\Delta U_B + \Delta U_{\Sigma})}{E_{d0}} \right]. \quad (8.124)$$

Из данного выражения следует, что при увеличении тока возбуждения $I_{вдп}$ поток $\Phi_{дп}$ и ЭДС $E_{дп}$ возрастают, что влечет за собой снижение скорости идеального холостого хода привода. При $\Phi_{дп}=0$ $\omega_{0и}<\omega_0$ из-за падения напряжения на вентилях и щетках, которое нелинейно зависит от тока и принимается здесь примерно постоянным. Получить в каскаде скорость идеального холостого хода, близкую ω_0 , можно путем изменения знака ЭДС $E_{дп}$ и направления тока возбуждения $I_{вдп}$. При

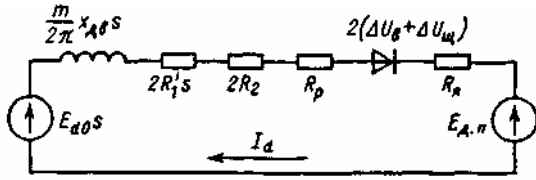


Рис 8.41 Схема замещения цепи выпрямленного тока

$E_{дп} = -2(\Delta U_B + \Delta U_{\Sigma})$ получим $\omega_{0и} = \omega_0$. При этом следует иметь в виду, что при изменении знака ЭДС $E_{дп}$ и выполнении неравенства $|E_{дп}| > 2(\Delta U_B + \Delta U_{\Sigma})$ якорная цепь оказывается замкнутой вентилями В накоротко и ток якоря может быстро возрастать до опасных значений.

Электромагнитный момент двигателя можно определить по электромагнитной мощности P_{Σ} , передаваемой роторной цепи.

$$M = \frac{P_{\Sigma}}{\omega_0} = \frac{E_{d0}I_d - \left(\frac{mx_{\Delta\theta}}{2\pi}\right)I_d^2}{\omega_0}. \quad (8.125)$$

Здесь учтено, что падение напряжения, обусловленное коммутацией, имеет реактивный характер и не связано с потреблением энергии. Выражение (8.122) с учетом (8.123) можно представить в виде

$$I_d = \frac{E_{d0}(s - s_0)}{R_{\Sigma}}. \quad (8.126)$$

Подставив (8.126) в (8.125), получим

$$M = \frac{E_{d0}^2}{\omega_0} \frac{s - s_0}{R_{\Sigma}^2} \left[R_{\Sigma} - \frac{mx_{\Delta\theta}}{2\pi} (s - s_0) \right]. \quad (8.127)$$

В результате преобразований (8.127) можно представить в виде

$$M = \frac{E_{d0}^2}{\omega_0} \frac{R_{\Sigma 0}}{R_{\Sigma}^2} (s - s_0), \quad (8.128)$$

$$\text{где } R_{\Sigma 0} = \frac{mx_{\Delta\theta}}{2\pi} s_0 + 2R_1's + 2R_2 + R_{\Sigma} + R_p.$$

Полученные уравнения механической характеристики электрического машинно-вентильного каскада справедливы для значения непрерывного тока I_d , при котором угол коммутации токов в выпрямителе не превосходит 120° . Практически это соответствует рабочему участку характеристики в пределах от $M=0$ до $M=0,8M_{ке}$, где $M_{ке}$ - критический момент асинхронного двигателя на естественной механической характеристике. Выразив в (8.128) скольжения через скорости и приняв приближенно $R_{\Sigma} \approx R_{\Sigma 0}$, уравнение механической характеристики можно записать в линеаризованном виде:

$$M = \beta_{и}(\omega_{0и} - \omega), \quad (8.129)$$

где $\beta_{и} \approx E_{d0}^2 / \omega_0^2 R_{\Sigma 0}$ - модуль жесткости статической механической характеристики каскада.

Так как $R_{\Sigma 0}$ по мере снижения скорости увеличивается, жесткость статических характеристик каскада уменьшается с возрастанием $I_{вд}$ и S_0 . Примерный вид механических характеристик в рассматриваемой схеме показан на рис.8.40,б. При малых нагрузках возможен переход в режим прерывистых токов, при котором механические характеристики отклоняются от (8.128), как показано на рис.8.40,б штриховыми линиями.

При независимой вентиляции в качестве критерия допустимой нагрузки могут быть приня-

ты номинальные значения токов статора и ротора $I_{1\text{ном}}$ и $I_{2\text{ном}}$, при этом поток двигателя $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$ и $\cos \phi_2 = \cos \phi_{2\text{ном}}$. Соответственно допустимая нагрузка каскада

$$M_{\text{доп}} = k \Phi_{\text{ном}} I_{2\text{ном}} \cdot \cos(\phi_{2\text{ном}}) = M_{\text{ном}} = \text{const}$$

Электрическим каскадам соответствует регулирование при постоянном моменте. Как было отмечено, мощность преобразователя энергии скольжения в электрических каскадах пропорциональна максимальному скольжению двигателя при регулировании скорости. В рассматриваемом каскаде осуществляется однозонное регулирование и требуемая мощность преобразователя определяется соотношением

$$P_{\text{пр.ном}} = P_{\text{л.д.ном}} \frac{D-1}{D}, \quad (8.130)$$

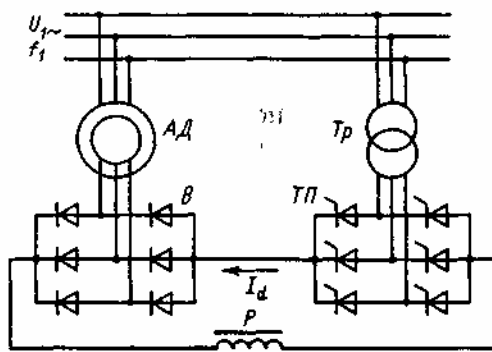


Рис. 8.42. Схема асинхронно-вентильного каскада

где $\Delta = \omega_{\text{max}} / \omega_{\text{min}} \approx \omega_0 / \omega_{\text{min}}$ - Диапазон регулирования скорости. Электромашинный преобразовательный агрегат и выпрямитель должны иметь номинальную мощность, определяемую (8.130). Невысокий КПД электромашинного преобразовательного агрегата несколько снижает энергетические показатели машинно-вентильного каскада. Угол коммутации выпрямителя вызывает дополнительный сдвиг по фазе между током ротора и напряжением сети, что увеличивает потребление реактивной мощности. Однако его важным преимуществом является возможность работы син-

хронного генератора с опережающим $\cos \phi$ при соответствующем регулировании его тока возбуждения $I_{\text{вг}}$. Эта возможность представляет особый интерес в мощных электроприводах, так как мощный синхронный генератор каскада может благотворно влиять на условия работы питающей сети, компенсируя отрицательное влияние на сеть широко используемых в последние годы на предприятиях тиристорных преобразователей. Напротив, в электроприводах средней и малой мощности более целесообразно использование вентильных электрических каскадов. Схема асинхронно-вентильного каскада представлена на рис.8.42. В ней вместо электромашинного преобразовательного агрегата предусмотрен нереверсивный тиристорный преобразователь ТП, работающий в инверторном режиме, причем для согласования напряжения сети и напряжения цепи ротора предусмотрен трансформатор Тр. Выпрямленный ток в данной схеме определяется по формуле

$$I_d = (E_{d0} s + E_{\text{max}} \sin \alpha - \Sigma \Delta U_{\text{в}}) / R_{\Sigma}, \quad (8.131)$$

где E_{max} - максимальная ЭДС тиристорного преобразователя; α - угол регулирования.

При работе каскада угол регулирования задается в пределах от 90° до 150° . При таких углах в режиме непрерывного тока преобразователь работает в инверторном режиме и его ЭДС в (8.131) отрицательна. Эквивалентное сопротивление при этом выражается так:

$$R_{\Sigma} = \frac{m_{\text{в}} x_{\text{дв}} s}{2\pi} + \frac{m_{\text{и}} x_{\text{тр}}}{2\pi} + 2R_1 s + 2R_2 + 2R_{\text{тр}} + R_{\text{р}}, \quad (8.132)$$

где $m_{\text{в}}$, $m_{\text{и}}$ - число фаз выпрямления соответственно выпрямителя и инвертора; $x_{\text{тр}}$, $R_{\text{тр}}$ - индуктивное сопротивление рассеяния и активное сопротивление трансформатора.

Сравнивая (8.131) и (8.132) с (8.122), можно убедиться в их полной аналогии, поэтому механические характеристики асинхронно-вентильного каскада описываются соотношениями (8.127)-(8.129) и имеют вид, аналогичный характеристикам машинно-вентильного каскада (см. рис.8.40,б). Вентильный каскад успешно применяется в электроприводах небольшой мощности, при этом R_{Σ} относительно возрастает и уменьшение жесткости механических характеристик при уменьшении скорости $\omega_{0\text{и}}$ проявляется более заметно, чем показано на рис.8.40,б. Поэтому для получения требуемой точности регулирования используют автоматическое регулирование скорости каскада по отклонению, подавая сигнал ошибки на вход тиристорного преобразователя. Благодаря высокому коэффициенту усиления и быстродействию тиристорного преобразователя в схеме обеспечиваются благоприятные условия регулирования.

Коэффициент полезного действия вентильного каскада выше, чем машинно-вентильного из-

за малых потерь энергии в тиристорном преобразователе. В то же время коэффициент мощности электропривода дополнительно снижается сдвигом по фазе между током инвертора и напряжением сети и искажением формы тока.

В заключение рассмотрим особенности машинно-вентильного электромеханического каскада, схема которого приведена на рис.8.43,а. Сравнивая эту схему со схемой на рис.8.40,а, можно установить, что для электромеханического каскада применима схема замещения, приведенная на рис.8.41. Соответственно формулы (8.121), (8.122) и (8.128), полученные для машинно-вентильного каскада, справедливы и для электромеханического каскада. Особенностью последнего является то, что энергия скольжения направляется не в сеть, а в виде механической энергии, вырабатываемой двигателем ДП, на вал агрегата АД-ДП. Следовательно, электромагнитный момент, развиваемый каскадом, определяется суммой моментов этих машин:

$$M_{\text{каскад}} = M_{\text{ад}} + M_{\text{дп}}.$$

Электромагнитный момент асинхронного двигателя при этом определяется формулой (8.125). Электромагнитный момент двигателя постоянного тока

$$M_{\text{дп}} = k\Phi_{\text{дп}}I_d. \quad (8.133)$$

Электродвижущая сила двигателя ДП

$$E_{\text{дп}} = k\Phi_{\text{дп}}\omega_0(1-s). \quad (8.134)$$

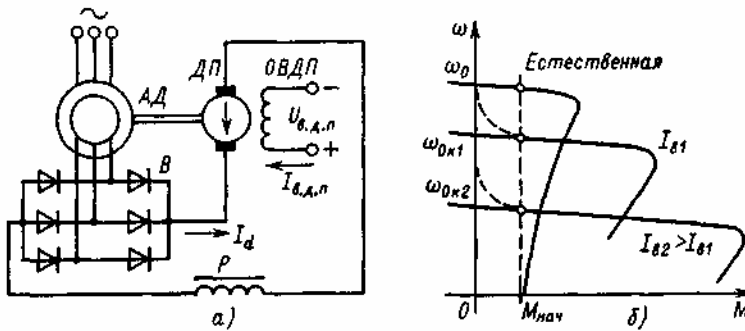


Рис. 8.43. Схема (а) и механические характеристики (б) электромеханического каскада

Если данное выражение $E_{\text{дп}}$ подставить в (8.122) и приближенно принять $\Delta U_{\text{в}} = \Delta U_{\text{ш}} = 0$, получим

$$I_d = \frac{E_{\text{д0}}s - k\Phi_{\text{дп}}\omega_0(1-s)}{R_{\Sigma}}. \quad (8.135)$$

Из (8.135) при $I_d=0$ можно определить скольжение, соответствующее скорости идеального холостого хода каскада:

$$s_0 = \frac{k\Phi_{\text{дп}}\omega_0}{E_{\text{д0}} + k\Phi_{\text{дп}}\omega_0}. \quad (8.136)$$

С учетом (8.136) выражение (8.135) может быть представлено в виде

$$I_d = \frac{(E_{\text{д0}} + k\Phi_{\text{дп}}\omega_0)(s - s_0)}{R_{\Sigma}}. \quad (8.137)$$

Суммируя (8.125) и (8.133) в соответствии с (8.132), получаем

$$M_{\text{каскад}} = \frac{I_d}{\omega_0} \left(E_{\text{д0}} - \frac{mx_{\text{лв}}}{2\pi} I_d + k\Phi_{\text{дп}}\omega_0 \right). \quad (8.138)$$

Уравнение механической характеристики электромеханического каскада получается, если в (8.138) подставить (8.137):

$$M_{\text{каскад}} = \frac{(E_{\text{д0}} + k\Phi_{\text{дп}}\omega_0)^2}{\omega_0} \frac{R_{\Sigma 0}}{R_{\Sigma}^2} (s - s_0). \quad (8.139)$$

Уравнение (8.139) определяет нелинейные механические характеристики, вид которых представлен на рис.8.43,б. Если приближенно принять $R_{\Sigma} = R_{\Sigma 0} = \text{const}$ при данном s_0 , то уравнение (8.139) можно линеаризовать в пределах рабочего участка механических характеристик:

$$M = \beta_n (\omega_{0n} - \omega), \quad (8.140)$$

где $\omega_{0n} = \omega_0(1 - s_0)$; $\beta_n = (E_{d0} + k\Phi_{дп}\omega_0)^2 / \omega_0^2 R_{э0}$ - модуль жесткости искусственной механической характеристики электромеханического каскада.

Как и в схеме электрического каскада, увеличение тока возбуждения машины ДП приводит к увеличению скольжения s_0 и уменьшению скорости идеального холостого хода каскада ω_{0n} . Однако с возрастанием нагрузки растет ток I_d и момент каскада увеличивается как из-за роста момента $M_{ад}$, так и из-за увеличения момента двигателя постоянного тока $M_{дп}$. Поэтому модуль жесткости β_n при снижении скорости в электромеханическом каскаде может возрастать, если увеличение ЭДС $E_{дп}$ вызовет более существенный рост числителя в выражении β_n (8.140), чем рост $R_{э0}$, обусловленный увеличением скольжения. При малых нагрузках и здесь возможен режим прерывистых токов, влияние которого на форму характеристик показано на рис.8.43,б штриховыми линиями.

Оценим допустимую нагрузку при регулировании скорости в электромеханическом каскаде. Примем, что двигатель имеет независимую вентиляцию. Если пренебречь потерями, допустимую мощность нагрузки каскада можно представить в виде

$$\begin{aligned} P_{\text{каскад доп}} &= P_{ад доп} + P_{дп} = M_{ад ном} \omega_0 (1 - s) + M_{ад ном} \omega_0 s = \\ &= M_{ад ном} \omega_0 = P_{э ном} = \text{const}. \end{aligned}$$

Таким образом, электромеханический каскад обеспечивает регулирование скорости при постоянной мощности. Допустимый момент нагрузки каскада

$$M_{\text{каскад доп}} = P_{э ном} / \omega$$

изменяется обратно пропорционально скорости, возрастая при ее снижении вследствие увеличения момента, развиваемого двигателем постоянного тока ДП. Максимальный момент ДП развивает при минимальной скорости

$$M_{ад ном} = \frac{P_{э ном} s_{\max}}{\omega_{\min}} = \frac{M_{ад ном} \omega_0}{\omega_{\min}} \frac{\omega_0 - \omega_{\min}}{\omega_0} = M_{э ном} (D - 1), \quad (8.141)$$

$$\text{где } D = \omega_{\max} / \omega_{\min} \approx \omega_0 / \omega_{\min}$$

Известно, что габариты электрической машины определяются ее номинальным моментом. Соотношение (8.141) показывает, что требуемый момент двигателя постоянного тока в электромеханическом каскаде быстро возрастает при увеличении диапазона регулирования скорости и при $D > 2$ превышает номинальный момент асинхронного двигателя. Пусть требуемый диапазон регулирования $D=10$. В соответствии с (8.141) при этом потребуется двигатель с номинальным моментом, большим, чем у асинхронного двигателя, примерно в 9 раз.

Если отказаться от регулирования при $P=\text{const}$ и регулировать скорость при $M=M_{ад ном}=\text{const}$, можно существенно снизить требования к номинальному моменту двигателя постоянного тока. При такой нагрузке и минимальной скорости электромагнитная мощность $P_э = P_{э \min} = M_{ад ном} \omega_{\min}$. Эта мощность создается на валу каскада моментом асинхронного двигателя $M_{ад} = M_{ад \min}$ и моментом двигателя постоянного тока $M_{дп} = M_{дп \max} = M_{дп ном}$

$$M_{ад ном} \omega_{\min} = M_{ад ном} \omega_{\min} (1 - s_{\max}) + M_{ад ном} \omega_{\min} s_{\max}$$

$$M_{\text{каскад}} = M_{ад ном} (1 - s) + M_{ад ном} s = M_{ад ном}$$

Следовательно, при регулировании с $M=\text{const}$

Номинальный момент машины постоянного тока при этом

$$M_{д.п. ном} = M_{ад ном} \frac{\omega_0 - \omega_{\min}}{\omega_0} = M_{ад ном} \frac{D - 1}{D}$$

и при $D=10$ составит $0,9M_{ад ном}$. При номинальной скорости, равной номинальной скорости асинхронного двигателя, требуемая мощность ДП определится аналогично определению мощности электрического каскада по соотношению (8.130).

Однако условия работы электромеханического каскада накладывают другие ограничения, которые затрудняют реализацию регулирования скорости в этом каскаде при $D > 2 \div 3$. Так, в рассмотренном примере при $D=10$ при работе с минимальной скоростью $\omega_{\min}$ без нагрузки ЭДС двигателя ДП должна полностью уравнивать выпрямленное напряжение $E_{d0s_{\max}} = 0,9E_{d0}$. Для двигателей единой серии это напряжение составит в среднем 300 В и ЭДС двигателя ДП

$$E_{д.п. \max} = k \Phi_{\max} \omega_{\min} \geq 300 \text{ В.}$$

Необходимо выбрать серийный двигатель постоянного тока, для которого максимально допустимая скорость $\omega_{\text{дпдоп}} = \omega_0$, а

ЭДС $E_{д.п\max} = 300 \text{ В}$ ПРИ $\omega_{\min} = 0,1 \omega_0$. ПРЕДПОЛОЖИМ, ЧТО $\omega_{\text{ДПдоп}} = \omega_{\text{дпно}} = 10 \omega_{\min}$, тогда номинальное напряжение ДП должно быть не менее 3000 В. Большинство серийных двигателей имеет $U_{\text{ном}} \leq 440 \text{ В}$, и на напряжение выше 1000 В машины постоянного тока не выпускаются. Несколько облегчает задачу то, что максимально допустимая скорость для двигателей постоянного тока указывается чаще всего для режима ослабления поля и превышает номинальную в 1,5–2 раза. Но и с учетом этого можно заключить, что на серийных машинах реализовать электромеханический каскад с $D > 2 \div 3$ практически невозможно.

Специфика электромеханического каскада требует при его выборе строгого обоснования путем сравнения с электроприводом постоянного тока. Следует иметь в виду, что при $D > 2$ габаритная мощность ДП достаточна для приведения в движение механизма без асинхронного двигателя. При этом ослабление поля двигателя позволяет осуществлять экономичное регулирование скорости при $D = 1,5 \div 2$, а при использовании двигателей специальной серии, рассчитанных на глубокое ослабление поля, $D \leq 8$, что превышает возможности электромеханического каскада.

8.14. Оптимизация регулируемого электропривода с упругими связями по критерию минимума колебательности

Рассмотрение физических свойств регулируемого электропривода с обратными связями по моменту (току) и скорости и его оптимизация инженерным методом последовательной коррекции по критериям точности, быстродействия и качества регулирования были выполнены в предположении, что полученные в §1.5 условия допустимости пренебрежения влиянием упругих механических связей выполняются. Однако возрастающие в процессе развития техники требования к точности воспроизведения заданных законов движения электропривода и к ограничению динамических нагрузок приводимых в движение машин постоянно расширяют круг промышленных объектов, в которых выполнение этих требований без учета влияния упругих механических связей недопустимо.

Возможность демпфирования электроприводом упругих колебаний в механической части, рассмотренная в §4.6, сегодня широко используется на практике. Как показано в §4.6 при заданных параметрах механической части колебательность двухмассовой упругой электромеханической системы, не замкнутой внешними обратными связями, определяется динамической жесткостью механической характеристики электропривода. Простейшим путем введения в силовую цепь двигателя добавочных резисторов и соответствующего изменения жесткости достигается изменение демпфирования, улучшение качества динамических процессов в механизме. Введение обратной связи по моменту (току), как показано в гл. 7, позволяет при определенных условиях достигать того же эффекта без дополнительных потерь энергии. Наконец, в данной главе рассмотрены широкие возможности изменения жесткости механических характеристик с помощью обратной связи по скорости. Выбор жесткости при проектировании только из условия точности регулирования скорости без учета влияния упругих механических связей на колебательность системы может приводить к созданию неточных, ненадежных или практически неработоспособных установок.

Таким образом, вопросы анализа и синтеза упругих электромеханических систем регулируемого электропривода имеют исключительно важное практическое значение. Для специалиста-электроприводчика анализ свойств упругих систем облегчает проектирование и наладку электроприводов, а инженерные методы синтеза позволяют решать задачи оптимизации регулируемых электроприводов с упругими механическими связями по различным критериям. Наиболее часто требуется реализация максимальной демпфирующей способности электропривода, по-

этому ограничимся рассмотрением оптимизации по критерию минимума колебательности упругих электромеханических систем, замкнутых обратными связями по координатам первой массы: по моменту (току), скорости двигателя, их производным и т.п.

Сравнив структурные схемы на рис.7.12, 7.22, 8.11, 8.14, 8.20,в, 8.21, можно убедиться, что при всех указанных обратных связях в результате структурных преобразований электромеханическую систему можно привести к виду, представленному на рис.8.44,а. Из рассмотрения этой обобщенной структуры следует, что при заданной механической части динамические свойства замкнутой системы регулирования определяются только передаточной функцией динамической жесткости механической характеристики $\beta_{\text{динз}}(p)$. Так как применение общего метода синтеза системы по желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура затруднено сложностью объекта регулирования, возможность анализа и синтеза по передаточной функции динамической жесткости для рассматриваемых объектов, представляет особый интерес.

Общая теория регулирования [11] и используемый в электроприводе инженерный метод последовательной коррекции свидетельствуют о том, что при любом сочетании обратных связей и любом способе коррекции при $s_{12}=\infty$ формируются статические характеристики и динамические свойства электропривода, в той или иной степени приближающиеся к настройкам либо на модульный, либо на симметричный оптимум. В этом легко убедиться, сопоставляя желаемую ЛАЧХ на рис.6.14 с ЛАЧХ на рис.6.18 и 6.19. При заданной механической части подобные ЛАЧХ для контура регулирования скорости в соответствии с рис.8.21,в могут быть получены путем формирования передаточной функции динамической жесткости $\beta_{\text{динз}}(p)$ двух видов. При статической системе регулирования скорости

$$\beta_{\text{динз}}(p) = -\frac{\beta_3}{T_{33}p + 1}. \quad (8.142)$$

При астатической

$$\beta_{\text{динз}}(p) = -\frac{\beta_3(T_k p + 1)}{p(T_{33}p + 1)}. \quad (8.143)$$

Выше выражения вида (8.142) были получены для разомкнутой системы (4.30), системы регулирования момента (7.29), скорости (8.28), (8.46) и (8.97). Аналогично (8.143) могут быть представлены динамические жесткости в различных системах астатического регулирования скорости- (8.35), (8.58), (8.97). Таким образом, формы (8.142) и (8.143) могут быть приняты в качестве эталонных для обобщенного представления множества конкретных регулируемых электроприводов, обобщенного анализа их свойств, синтеза и оптимизации по критерию минимума колебательности. Эталонные структуры для этого класса электроприводов, нормированные методом, изложенным в §4.6, представлены на рис.8.44,б и в. Характеристическое уравнение для обобщенного регулируемого электропривода со статическим регулированием скорости имеет четвертый порядок:

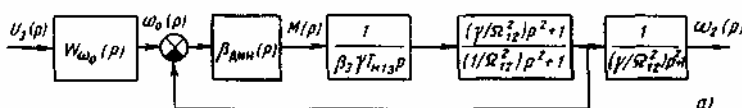
$$T_{\text{мз}} T_{33} p^4 + T_{\text{мз}} p^3 + (T_{\text{мз}} T_{33} + \gamma) p^2 + T_{\text{мз}} p + 1 = 0. \quad (8.144)$$

Если электромагнитная постоянная времени T_3 пренебрежимо мала, динамические свойства упругой электромеханической системы при статическом регулировании скорости могут приближенно оцениваться уравнением третьей степени

$$T_{\text{мз}} p^3 + \gamma p^2 + T_{\text{мз}} p + 1 = 0. \quad (8.145)$$

При переходе к астатическому регулированию порядок характеристического уравнения возрастает

$$T_{\text{мз}} T_{33} p^5 + T_{\text{мз}} p^4 + (T_{\text{мз}} T_{33} + \gamma T_k) p^3 + (T_{\text{мз}} + \gamma) p^2 + T_k p + 1 = 0 \quad (8.146)$$



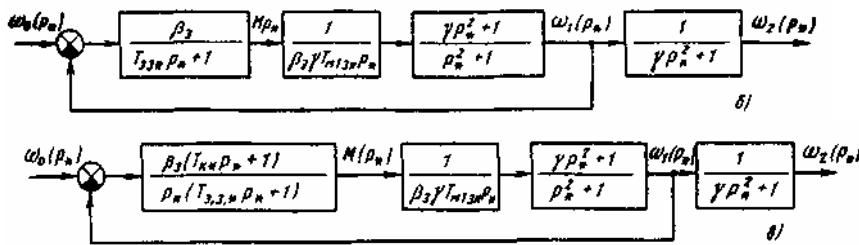
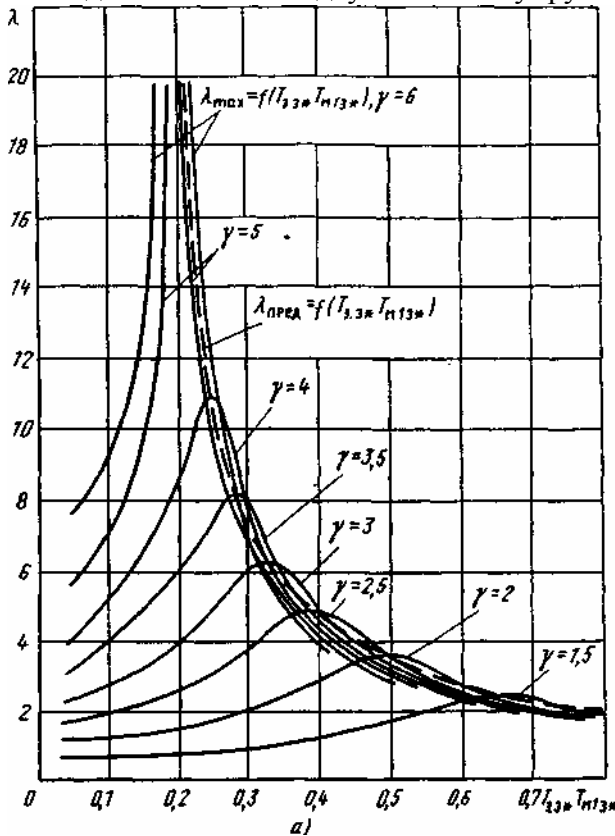


Рис. 8.44 Структурные схемы регулируемого электропривода при двухмассовой упругой механической части

Здесь: $T_{мз*} = \gamma T_{м13*} = T_{мз} \Omega_{12}$; $T_{эз*} = T_{эз} \Omega_{12}$; $T_{к*} = T_{к} \Omega_{12}$ - безразмерные постоянные вре-

мени; $\gamma = (J_1 + J_2)/J_1$ - соотношение масс механической части; $\Omega_{12} = \sqrt{c_{12}(J_1 + J_2)/(J_1 J_2)}$ - частота свободных колебаний двухмассовой упругой системы; $p = p/\Omega_{12}$ - безразмерный оператор.



Структуры на рис.8.44,б и в и характеристические уравнения (8.144)-(8.146) охватывают широкий круг регулируемых электроприводов, поэтому в процессе развития теории электропривода изучению их физических свойств, динамических особенностей и разработке инженерных методов синтеза было уделено значительное внимание. Сложность рассматриваемых систем определила необходимость использования при исследованиях цифровых ЭВМ, при этом эталонные нормированные структуры обеспечивают простоту и удобство получения обобщенных результатов. Первостепенный интерес для подобных систем представляет анализ возможностей демпфирования упругих механических колебаний электроприводом, установление количественных связей колебательности электромеханической системы с параметрами электропривода, оптимизация динамических свойств в целях достижения требуемого качества движения механизмов. При этом показателем колебательности является логарифмический декремент λ (4.36) или коэффициент затухания ξ (4.20) для той пары комплексно-сопряженных корней

характеристического уравнения, которой соответствуют их меньшие значения. Эти показатели связаны между собой соотношением:

$$\lambda = \frac{2\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}. \quad (8.147)$$

Для характеристических уравнений (8.144)-(8.146) составлены программы поиска с помощью цифровой ЭВМ максимальных значений $\lambda = \lambda_{\max}$ ($\xi = \xi_{\max}$) при $\gamma = \text{const}$ и варьировании основных параметров электрической части системы. Таким образом для каждого характеристического уравнения получены обобщенные зависимости: $\lambda_{\max} = f(T_{MA*})$ для уравнения (8.145); $\lambda_{\max} = f(T_{мз*} \cdot T_{эз*})$. Для Уравнения (8.144); $\lambda_{\max} = f(T_{м13*} \cdot T_{эз*} \cdot T_{к*})$ для астатической системы регулирования (8.146). В качестве примера на рис.8.45,а представлены зависимости $\lambda_{\max} = f(T_{мз*} \cdot T_{эз*})$ при $\gamma = \text{const}$ для статической системы регулирования.

Напомним, что $T_{м13}$, обозначает электромеханическую постоянную времени первой массы, которая связана с электромеханической постоянной электропривода $T_{мз}$, соотношением

$$T_{мз*} = \gamma T_{м13*}.$$

Использование этих кривых позволяет при заданном соотношении масс системы γ определить значение $(T_{мз*} \cdot T_{эз*})_{\text{опт}}$, оптимальное по критерию минимума колебательности, а затем по известному значению Ω_{12} выбрать удобно реализуемые значения $(T_{м13})_{\text{опт}}$ и $(T_{эз*})_{\text{опт}}$ для

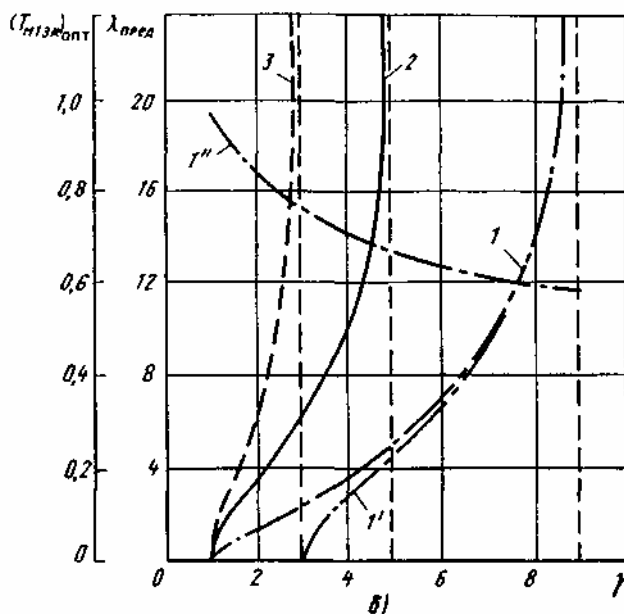


Рис. 8.45. Характеристики максимального (а) и предельного (б) демпфирования

коррекции настроек регуляторов системы. Кривые $\lambda_{\max}=f(T_{m13}^* \cdot T_{э3}^*)$ подтверждают вывод, сделанный в §4.6 из физических соображений, что предельное демпфирование в электромеханической системе определяется только соотношением масс механической части привода γ . Проведенная через максимумы кривых $\lambda_{\max}=f(T_{m13}^* \cdot T_{э3}^*)$ штриховая линия представляет собой зависимость $\lambda_{\text{пред}}=f(T_{m13}^* \cdot T_{э3}^*)$ в системе со статическим законом регулирования скорости. Точки максимумов кривых $\lambda_{\max}=f(T_{m13}^* \cdot T_{э3}^*)$ при $\gamma=\text{const}$ позволяют построить характе-

ристику предельного демпфирования $\lambda_{\text{пред}}=f(\gamma)$.

Таким путем были получены характеристики $\lambda_{\text{пред}}=f(\gamma)$ для всех рассматриваемых характеристических уравнений электромеханической системы, замкнутой по координатам первой массы, которые представлены на рис.8.45,б Эти кривые свидетельствуют о том, что электромагнитная инерционность расширяет возможности использования демпфирующей способности электропривода Действительно, при $T_{э3} \approx 0$ в статической системе регулирования критическое демпфирование ($\lambda_{\text{пред}}=\infty$, $\xi_{\text{пред}}=1$), можно реализовать лишь в электроприводах инерционных механизмов при $\gamma \geq 9$ (кривая 1). В той же системе при оптимальной электромагнитной инерции $T_{э3}^*=(T_{э3}^*)_{\text{опт}}$ столь же высокое демпфирование достигается при $\gamma \geq 5$ (кривая 2). Наконец, в системе с астатическим регулированием критическое демпфирование обеспечивается при $\gamma \geq 3$

Известно, что индуктивность диссипативными свойствами не обладает, поэтому возможность увеличения с ее помощью демпфирующего действия электропривода требует разъяснений Двухмассовая упругая электромеханическая система объединяет в жестком взаимодействии две парциальные колебательные системы: весьма слабо демпфированную упругую механическую часть электропривода и двигатель, колебательность которого при жестких механических связях определяется соотношением электромагнитной и электромеханической постоянных времени Соответственно в АЧХ системы имеют место два резонансных пика. Оптимизация вызывает увеличение колебательности двигателя и снижение колебательности механической части, причем оптимум наступает при их равенстве Увеличение индуктивности приводит к увеличению колебательности двигателя, электромеханическая связь возрастает, увеличивая отвод энергии колебаний из механической части системы в электрическую. При этом предельное демпфирование наступает при меньшей механической инерционности, т. е. при меньших значениях γ . Регулирование координат электропривода приводит к изменению динамической жесткости механической характеристики, чем расширяются возможности изменения соотношения постоянных времени T_{m13} и $T_{э3}$ и соответственно колебательности электрической парциальной системы. Дополнительные возможности, как следует из рассмотрения кривой 3 на рис.8.45,б, обеспечивает введение в закон регулирования скорости интегральной составляющей.

Исследования динамики упругих электромеханических систем рассматриваемого класса на цифровой ЭВМ дали исчерпывающие представления об их физических свойствах и послужили основой для достаточно эффективных методов расчетов. Тем не менее большой познавательный и практический интерес вызывают полученные в 80-х годах аналитические соотношения для определения оптимальных параметров электропривода. Аналитические решения наглядно выявили и подтвердили уже известные взаимосвязи и соотношения параметров в оптимальных ситуациях, в ряде случаев помогли их правильнее понять и даже уточнить количественно.

В основе аналитических методов оптимизации лежит знание распределения корней характеристического уравнения при оптимальных параметрах системы. Исходные представления о распределении корней уравнения третьего порядка (8.145) дает диаграмма И. А. Вышнеградского. Анализируя эту диаграмму, можно предположить, что предельному демпфированию при каждом γ может соответствовать граничная кривая, определяющая равенство действительного корня $p_1 = -\alpha$ действительной части комплексно-сопряженных корней $p_{23} = -\alpha \pm j\Omega$, которое зависит в соответствии с (8.145) только от оптимального значения $(T_{мз*})_{\text{опт}} = \gamma(T_{м13*})_{\text{опт}}$. Воспользуемся этим предположением для получения аналитического метода оптимизации статической системы регулирования скорости при $T_{эз} \approx 0$.

Указанное распределение корней позволяет разложить уравнение (8.145) на сомножители и представить в виде:

$$(T_{1*}^2 p_*^2 + 2\xi_{\text{пред}} T_{1*} p_* + 1) \left(\frac{T_{1*}}{\xi_{\text{пред}}} p_* + 1 \right) = 0.$$

Перемножив сомножители, получим:

$$\frac{T_{1*}^3}{\xi_{\text{пред}}} p_*^3 + 3T_{1*}^2 p_*^2 + \left(\frac{T_{1*}}{\xi_{\text{пред}}} + 2\xi_{\text{пред}} T_{1*} \right) p_* + 1 = 0. \quad (8.148a)$$

Приравнивание коэффициентов при одинаковых степенях в уравнениях (8.145) и (8.148a) позволяет получить систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} T_{1*}^3 &= \xi_{\text{пред}} (T_{мз*})_{\text{опт}}; \\ 3T_{1*}^2 &= \gamma; \\ T_{1*} (1 + 2\xi_{\text{пред}}^2) &= \xi_{\text{пред}} (T_{мз*})_{\text{опт}}. \end{aligned} \right\} \quad (8.149a)$$

Решение этой системы дает следующие соотношения:

$$\xi_{\text{пред}} = \sqrt{(\gamma - 3)/6}; \quad (8.150a)$$

$$(T_{мз*})_{\text{опт}} = \sqrt{2\gamma^3/[9(\gamma - 3)]}. \quad (8.151a)$$

Сравним (8.150a) с графической зависимостью предельного демпфирования, полученной с помощью ЭВМ (кривая 1 на рис.8.45,б). Критическое демпфирование $\lambda_{\text{пред}} = \infty$, $\xi_{\text{пред}} = 1$ наступает при $\gamma = 9$, результаты расчета $\lambda_{\text{пред}}$ по (8.150a) и (8.147) при $\gamma > 4$ совпадают с кривой 1 на этом рисунке. Однако при $\gamma < 4$ штриховая линия 1', соответствующая (8.150a), существенно отклоняется от кривой 1, так как при $\gamma = 3$ значение $\xi_{\text{пред}} = 0$. Этот результат противоречит проведенному в гл.4 физическому анализу, поэтому решение требует уточнения. Очевидно, граничная кривая диаграммы Вышнеградского, принятая при разложении характеристического уравнения (8.145) на сомножители, определяет распределение корней, близкое к оптимальному в области $4 < \gamma < 9$, точно соответствует значению $\gamma = 9$ и недопустимо отклоняется от оптимального при $\gamma < 4$. Поэтому представляет интерес разложение, при котором постоянная времени двучлена равна T_{1*}

$$(T_{1*}^2 p_*^2 + 2\xi_{\text{пред}} T_{1*} p_* + 1)(T_{1*} p_* + 1) = 0. \quad (8.148б)$$

Корни этого уравнения в области значений $\gamma > 6$, где $\xi_{\text{пред}} \rightarrow 1$, близки корням (8.148a), а при $\gamma = 9$, где $\xi_{\text{пред}} = 1$, совпадает с ними. Аналогично (8.149a) получим:

$$\left. \begin{aligned} T_{1*}^3 &= (T_{мз*})_{\text{опт}}; \\ (2\xi_{\text{пред}} + 1)T_{1*}^2 &= \gamma; \\ (2\xi_{\text{пред}} + 1)T_{1*} &= (T_{мз*})_{\text{опт}}. \end{aligned} \right\} \quad (8.149б)$$

Решение этой системы позволяет получить достоверные и удобные для оптимизации рассматриваемого электропривода по критерию минимума колебательности расчетные соотношения:

$$\xi_{\text{пред}} = (\sqrt{\gamma} - 1)/2; \quad (8.1506)$$

$$(T_{\text{м1з*}})_{\text{опт}} = (T_{\text{м.з*}})_{\text{опт}} / \gamma = 1/\sqrt[4]{\gamma}. \quad (8.1516)$$

Расчет зависимости $\lambda_{\text{пред}} = f(\gamma)$ по (8.1506) и (8.147), а также зависимости $(T_{\text{м1з*}})_{\text{опт}} = f(\gamma)$ по (8.1516) дает значения, совпадающие с кривыми 1 и 1" соответственно, представленными на рис.8.45,б. При оптимизации значение $(T_{\text{м1з*}})_{\text{опт}}$, рассчитанное с помощью (8.1516), позволяет определить оптимальные параметры конкретного электропривода из условия

$$(T_{\text{м1з*}})_{\text{опт}} = \left(\frac{J_1 \Omega_{12}}{\beta_3} \right)_{\text{опт}}. \quad (8.152)$$

Увеличение порядка характеристического уравнения при учете $T_{\text{эз*}}$ осложняет аналитическое решение задачи. Как выше отмечено, переход к уравнению (8.144) расширяет возможности оптимизации, варьирование $T_{\text{мз*}}$ и $T_{\text{эз*}}$ во многих случаях позволяет обеспечить высокое демпфирование путем реализации частных максимумов λ_{max} , ξ_{max} , если по каким-либо причинам получение предельного демпфирования $\lambda_{\text{пред}}$, $\xi_{\text{пред}}$ затруднено (см. рис.8.45,а). Предельному демпфированию соответствует равенство колебательности электрической и механической парциальных систем, что определяет при $\lambda_{\text{пред}} \leq \infty$ ($\xi_{\text{пред}} \leq 1$) равенство двух пар комплексно-сопряженных корней характеристического уравнения (8.144). Распределение корней при частных максимумах, соответствующих $\gamma = \text{const}$, не столь однозначно, однако исследованиями на ЭВМ установлено, что в обширной области существенных значений $T_{\text{эз*}}$ им соответствует при этом же условии равной колебательности пропорциональность комплексно-сопряженных корней. В этой области при оптимальном сочетании параметров системы уравнение (8.144) может быть разложено на два сомножителя:

$$(T_{1*}^2 p^2 + 2\xi_{\text{max}} T_{1*} p + 1) \left(\frac{T_{1*}^2}{k^2} p^2 + 2\xi_{\text{max}} \frac{T_{1*}}{k} p + 1 \right) = 0. \quad (8.153)$$

Нетрудно убедиться, что здесь корни первого и второго колебательного звена пропорциональны и имеют одинаковый коэффициент затухания. Перемножив сомножители и приравняв полученные коэффициенты соответствующим коэффициентам уравнения (8.144), получим систему уравнений для определения оптимальных параметров электропривода:

$$\left. \begin{aligned} T_{1*}^4 &= k^2 T_{\text{эз*}} T_{\text{мз*}}; \\ 2\xi_{\text{max}} T_{1*}^3 (k+1) &= k^2 T_{\text{мз*}}; \\ T_{1*}^2 \frac{k^2+1}{k^2} + 4\xi_{\text{max}}^2 \frac{T_{1*}^2}{k} &= \gamma + T_{\text{мз*}} T_{\text{эз*}}; \\ 2\xi_{\text{max}} T_{1*} \frac{k+1}{k} &= T_{\text{мз*}}. \end{aligned} \right\} \quad (8.154)$$

Приравняв левые части второго и четвертого уравнений системы, получим

$$T_{1*}^2 = k.$$

Тогда из первого уравнения системы (8.154) следует

$$(T_{\text{мз*}} T_{\text{эз*}})_{\text{опт}} = 1 \quad (8.155)$$

С учетом этих соотношений третье уравнение системы примет вид:

$$k^2 + 1 + 4\xi_{\text{max}}^2 k = k(\gamma + 1).$$

Так как

$$k^2 + 1 = (k+1)^2 - 2k,$$

последнее уравнение представляется в виде:

$$\frac{(k+1)^2}{k} = \gamma + 3 - 4\xi_{\text{max}}^2.$$

В то же время при полученных оптимальных соотношениях из четвертого уравнения системы следует

$$\frac{(k+1)^2}{k} = \frac{1}{4\xi_{\max}^2 (T_{э.з*})_{\text{опт}}} \quad (8.156)$$

Приравнивая правые части этих уравнений, получаем биквадратное уравнение

$$\xi_{\max}^4 - \frac{\gamma+3}{4}\xi_{\max}^2 + \frac{1}{16(T_{э.з*})_{\text{опт}}^2} = 0.$$

Решение которого дает соотношение:

$$\xi_{\max} = \sqrt{\frac{\gamma+3}{8} - \sqrt{\frac{(\gamma+3)^2}{64} - \frac{1}{16(T_{э.з*})_{\text{опт}}^2}}} \quad (8.157)$$

Знак «минус» в подкоренном выражении (8.157) определяется физическими соображениями. Известно, что при $\gamma \rightarrow 1$ ($J_2 \rightarrow 0$) электромеханическая связь отсутствует, чему соответствует $\xi_{\max} \rightarrow 0$. Так как при $J_2 \rightarrow 0$ $\Omega_{12} = \sqrt{c_{12}J_{\Sigma}/(J_1J_2)} \rightarrow \infty$ в (8.157) выполняется только при выбранном знаке.

При оптимальных соотношениях параметров из третьего уравнения системы определяется коэффициент пропорциональности

$$k = -\frac{4\xi_{\max}^2 - (\gamma+1)}{2} \pm \sqrt{\frac{(4\xi_{\max}^2 - \gamma - 1)^2}{4}} - 1. \quad (8.158)$$

Из уравнения (8.156) при известном значении k определяется

$$(T_{э.з*})_{\text{опт}} = \frac{\sqrt{k}}{2\xi_{\max}(k+1)} \quad (8.159)$$

Далее из (8.155) получим

$$(T_{м.з*})_{\text{опт}} = \frac{1}{(T_{э.з*})_{\text{опт}}} = \gamma(T_{м.лз*})_{\text{опт}} \quad (8.160)$$

Анализ уравнения (8.157) свидетельствует о том, что разложение характеристического уравнения на сомножители (8.153) для частных максимумов справедливо лишь для значений

$$(T_{э.з*})_{\text{опт}} \geq (T_{э.з*})_{\min} = \frac{2}{\gamma+3} \quad (8.161)$$

Предельному демпфированию $\lambda_{\text{пред}}$ ($\xi_{\text{пред}}$) соответствует $k=1$. Это значение k в (8.158) имеет место при

$$- [4\xi_{\text{пред}}^2 - (\gamma+1)]/2 = 1.$$

Отсюда

$$\xi_{\text{пред}} = \sqrt{(\gamma-1)/4}$$

С помощью (8.159), (8.160) и (8.162) получаем следующие соотношения для определения оптимальных параметров, обеспечивающих предельное демпфирование:

$$(T_{э.з*})_{\text{опт}} = 1/2\sqrt{\gamma-1} \quad (8.163)$$

$$(T_{м.лз*})_{\text{опт}} = 2\sqrt{\gamma-1}/\gamma \quad (8.164)$$

Расчет зависимости $\lambda_{\text{пред}}=f(\gamma)$ по уравнениям (8.147) и (8.162) дает значения совпадающие с кривой 2 на рис.8.45,б, полученной с помощью ЭВМ. причем точное значение $\gamma=5$, при котором обеспечивается критическое демпфирование $\lambda_{\text{пред}}=\infty$ и $\xi_{\text{пред}}=1$, было вначале получено аналитическим путем и затем подтверждено более тщательным поиском экстремума с помощью ЭВМ.

Формулы (8.162)-(8.164) просты и удобны для определения оптимальных параметров $(T_{эз})_{\text{опт}}$ и $(T_{мз})_{\text{опт}}$, соответствующих предельному демпфированию. Если эти параметры по каким-либо соображениям использовать нецелесообразно, с помощью соотношений (8.157)-(8.161) можно найти параметры, соответствующие при данном γ частным максимумам демпфирования. Задав значение желаемой $(T_{эз*})_{\text{опт}}$ из области (8.161), с помощью (8.157) определим реализуемый коэффициент затухания $\xi_{\max}$ и далее с помощью (8.160) оптимальное значение электромеханической постоянной времени.

Аналитическое решение задачи оптимизации системы с астатическим регулированием скорости, которой соответствует характеристическое уравнение пятого порядка (8.146), может быть получено аналогичным путем, если известно распределение корней, соответствующее оптимуму. Эта сложная задача для частных максимумов еще не получила удобного общего решения, поэтому ограничимся поиском параметров электропривода, обеспечивающих реализацию предельного демпфирования.

Из физических соображений предельному демпфированию в области до критического демпфирования ($\lambda_{\text{пред}} \leq \infty$, $\xi_{\text{пред}} \leq 1$) должно соответствовать равенство комплексносопряженных корней характеристического уравнения, аналогично уравнению четвертого порядка. Это подтверждается исследованиями на цифровой ЭВМ, причем установлено, что пятый корень нормированного уравнения (8.146) при предельном демпфировании по абсолютной величине равен единице. Исходя из этих представлений о распределении корней, уравнение (8.146) при предельном демпфировании может быть разложено на следующие сомножители:

$$(T_{1*}^2 p_*^2 + 2\xi_{\text{пред}} T_{1*} p_* + 1)^2 (p_* + 1) = 0. \quad (8.165)$$

Путем приравнивания коэффициентов этого уравнения коэффициентам при тех же степенях p_* в (8.146) получим:

$$\begin{aligned} T_{1*}^4 &= T_{мз*} T_{эз*}; \\ 4\xi_{\text{пред}} T_{1*}^3 + T_{1*}^4 &= T_{мз*}; \\ T_{1*}^2 (2 + 4\xi_{\text{пред}}^2) + 4\xi_{\text{пред}} T_{1*}^3 &= T_{мз*} T_{эз*} + \gamma T_{к*}; \\ 4\xi_{\text{пред}} T_{1*} + T_{1*}^2 (2 + 4\xi_{\text{пред}}^2) &= T_{мз*} + \gamma; \\ 4\xi_{\text{пред}} T_{1*} + 1 &= T_{к*}. \end{aligned}$$

Вычитая из второго уравнения первое и из четвертого третье, получаем:

$$4\xi_{\text{пред}} T_{1*}^3 = T_{мз*} (1 - T_{эз*}); \quad (8.166)$$

$$4\xi_{\text{пред}} T_{1*} (1 - T_{1*}^2) = T_{мз*} (1 - T_{эз*}) + \gamma (1 - T_{к*}). \quad (8.167)$$

Затем вычтем (8.166) из (8.167), подставим в него выражение $T_{к*}$ из пятого уравнения и определим T_{1*} как функцию соотношения масс γ .

$$T_{1*} = \sqrt{(\gamma + 1)/2} \quad (8.168)$$

Следовательно,

$$(T_{мз*} T_{эз*})_{\text{опт}} = (\gamma + 1)^2 / 4; \quad (8.169)$$

$$(T_{к*})_{\text{опт}} = 4\xi_{\text{пред}} \sqrt{\frac{\gamma + 1}{2}} + 1; \quad (8.170)$$

$$(T_{мз*})_{\text{опт}} = (T_{к*})_{\text{опт}} + T_{1*}^2 (2 + 4\xi_{\text{пред}}^2) - (\gamma + 1). \quad (8.171)$$

Уравнение для определения зависимости $\xi_{\text{пред}} = f(\gamma)$ получим, подставив в третье уравнение исходной системы выражения (8.168)-(8.170):

$$\xi_{\text{пред}}^2 + \left(\sqrt{\frac{\gamma + 1}{2}} - \sqrt{\frac{2\gamma^2}{\gamma + 1}} \right) \xi_{\text{пред}} - \frac{\gamma^2 + 6\gamma + 1}{8(\gamma + 1)} + \frac{1}{2} = 0 \quad (8.172)$$

Решение уравнения:

$$\xi_{\text{пред}} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{2\gamma^2}{\gamma+1}} - \sqrt{\frac{\gamma+1}{2}} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(\sqrt{\frac{2\gamma^2}{\gamma+1}} - \sqrt{\frac{\gamma+1}{2}} \right)^2 + \frac{\gamma^2 + 6\gamma + 1}{8(\gamma+1)} - \frac{1}{2}}. \quad (8.173)$$

Знак «минус» в решении уравнения (8.172) опущен, так как дает отрицательные значения $\xi_{\text{пред}}$, что лишено физического смысла.

Это решение, естественно, более громоздко, чем полученное выше для уравнения четвертого порядка, однако его анализ свидетельствует о том, что принятое распределение корней при разложении характеристического уравнения на множители (8.165) для предельного демпфирования достоверно. Так, подставив в (8.173) значение $\gamma \rightarrow 1$, можно убедиться, что демпфирование при этом отсутствует, так как при весьма малых J_2 электромеханическая связь с колебаниями второй массы нарушается, и вторая масса совершает недемпфированные колебания (естественным механическим демпфированием мы при математическом описании электромеханической системы пренебрегли). Увеличение J_2 и γ усиливает электромеханическую связь, колебания второй массы вызывают колебания скорости двигателя - соответственно демпфирование растет. При $\gamma=2,8$ предельное демпфирование становится критическим, процессы в системе приобретают апериодический характер. Расчетная кривая $\lambda_{\text{пред}}=f(\gamma)$, полученная с помощью (8.147) и (8.173), достаточно близка к представленной на рис.8.45,б кривой 3, полученной при исследованиях динамики системы на математической модели, причем аналитический расчет позволяет незначительно уточнить значение γ , при котором достигается критическое демпфирование.

Рассмотренный метод оптимизации электромеханической системы является разновидностью более общего широко используемого на практике метода так называемого модального управления электроприводами. Сочетание принципа синтеза по известному распределению полюсов передаточной функции замкнутой системы регулирования с выделением в структуре электромеханической системы передаточной функции динамической жесткости механических характеристик замкнутой системы $\beta_{\text{динз}}(p)$, как показано, дает возможность определять оптимальные по критерию минимума колебательности параметры электрической части системы с помощью достаточно простых расчетных соотношений для широкого круга регулируемых электроприводов, разомкнутых по координатам M_{12}, ω_2, ϕ_2 .

Выше было показано, что при демпфировании, близком к критическому, уменьшается быстроедействие электропривода, и на этом основании использовалась настройка на технический (модульный) оптимум. Эту настройку дает возможность реализовать и рассмотренный метод оптимизации. Для этого необходимо задаться значением $\xi_{\text{опт}}=0,71$ ($\lambda_{\text{опт}}=-6,28$) и с помощью полученных аналитических соотношений определить соответствующие оптимальные значения относительных постоянных времени, затем выразить через них реальные параметры системы $\beta_3, T_{\text{мз}}, T_{\text{эз}}, T_{\text{к}}$ и определить параметры регуляторов, обеспечивающие получение требуемых передаточных функций динамической жесткости механических характеристик. В соответствии с кривыми на рис.8.45,б настройка на технический оптимум при $T_3 \approx 0$ возможна лишь при $\gamma > 5,5$, при $T_3 \neq 0$ при $\gamma > 3$, а в системе с астатическим регулированием скорости при $\gamma > 1,8$. При меньших γ следует задаваться реализуемыми значениями $\lambda_{\text{опт}}$ и $\xi_{\text{опт}}$.

8.15. Контрольные вопросы к гл. 8

1. Какие защиты необходимы для системы ИТ-Д с регулированием скорости по отклонению? Проанализируйте аномальные режимы.
2. При проектировании электропривода механизма с $P_c = M_c \omega = \text{const}$ при диапазоне регулирования скорости $D=5$ применен асинхронный двигатель с фазным ротором и реостатное регулирование. Оцените достоинства и недостатки решения.
3. В электроприводе по системе ТП-Д с регулированием скорости и подчиненным контуром регулирования тока в эксплуатации в схеме П И-регулятора тока сильно возросла утечка конденсатора $C_{\text{ост}}$. Как изменятся статические характеристики привода?
4. Электропривод подъемной лебедки по системе ТП-Д имеет двухзонное регулирование

скорости. Проанализируйте условия работы двигателя во всем диапазоне регулирования при подъеме номинального груза.

5. Оцените допустимую нагрузку при регулировании скорости асинхронного электропривода в двух схемах: а) с автоматическим релейным реостатным регулированием момента; б) с автоматическим регулированием напряжения на статоре.

6. Предложите безопасный способ проверки знаков обратных связей при наладке системы ТВ-Г-Д с подчиненным регулированием тока и скорости.

7. Предложите способы подрегулировки стопорного момента электропривода по системе ПЧ(ИТ)-АД с регулированием скорости по абсолютному скольжению.

8. Электропривод мощного вентилятора по схеме асинхронно-вентильного электрического каскада обеспечивает диапазон регулирования скорости $D=2$. Предложите способ пуска двигателя и оцените использование двигателя по нагреву.

При наладке системы ТП-Д с контурами регулирования тока и скорости, настроенными на технический оптимум, экспериментом установлена недопустимая колебательность при работе контура регулирования скорости. Укажите возможные причины и дайте рекомендации по наладке.

Глава девятая
Регулирование положения
9.1. Общие сведения

Машины, рабочий орган которых для нормального течения технологического процесса должен либо на отдельных этапах работы, либо в каждый момент времени занимать в пространстве строго фиксированные положения, называются позиционными. К числу таких машин относятся все подъемно-транспортные машины, одноковшовые экскаваторы, ряд металлорежущих и деревообрабатывающих станков, манипуляторы и роботы различного назначения и другие аналогичные им машины и установки.

Рабочие органы перечисленных машин и установок перемещаются в пространстве с помощью нескольких взаимодействующих механизмов, обеспечивающих перемещения по отдельным координатам обслуживаемого пространства. Эти позиционные механизмы имеют, как правило, индивидуальные электрические приводы, управление которыми и обеспечивает требуемые пространственные перемещения рабочего органа.

При ручном управлении контроль текущего положения рабочего органа осуществляется визуально оператором, который, воздействуя на задание скоростей электроприводов отдельных механизмов, обеспечивает перемещение рабочего органа машины по требуемым траекториям или установку в фиксированные позиции в соответствии с технологическим процессом. При этом к электроприводу требование регулирования положения не предъявляется. Однако электропривод должен обеспечивать регулирование скорости и обладать благоприятными динамическими качествами, облегчающими условия регулирования положения оператором.

Автоматическое регулирование положения требует дискретного или непрерывного контроля фактических значений регулируемой координаты. Электроприводы, предназначенные для регулирования положения рабочего органа машины, называются позиционными.

В зависимости от конкретных требований возможны четыре варианта автоматического регулирования положения:

- 1) точное позиционирование электропривода в заданных точках пути по дискретным сигналам путевых датчиков (точный останов электропривода);
- 2) непрерывное автоматическое регулирование положения по отклонению в целях осуществления дозированных перемещений;
- 3) непрерывное регулирование положения по отклонению по заданной программе (программно-управляемый позиционный электропривод);
- 4) непрерывное автоматическое регулирование положения по отклонению при произвольно изменяющемся сигнале задания (позиционный следящий электропривод).

Целью данной главы является изучение физических особенностей позиционных электроприводов, условий, обеспечивающих требуемую точность позиционирования при дискретном или непрерывном регулировании положения, а также получение первых представлений об особенностях следящего электропривода, свойства которого более полно изучаются в курсе «Системы управления электропривода». В результате изучения материалов данной главы студенты должны знать, какие факторы влияют на точность позиционирования, и уметь обеспечивать требуемую точность и динамические показатели качества регулирования при различных способах позиционирования.

9.2. Точный останов электропривода

Рассмотрим задачу точного позиционирования рабочего органа механизма в заданных точках пути по сигналам путевых датчиков, или, как ее называют иначе, задачу автоматического точного останова электропривода. Эта задача сводится к автоматическому отключению двигателя и наложению механического тормоза в такой точке пути, из которой электропривод за время торможения, двигаясь по инерции, перемещается в заданную точку пути с требуемой точностью. Процесс останова, таким образом, начинается с поступления в схему управления электроприводом импульса путевого командоаппарата на отключение двигателя и наложение механического тормоза. Если принять, что отключение двигателя и наложение механического тормоза происходят одновременно и усилие тормоза возрастает до установленного значения скачком, то весь процесс точного останова можно разделить на два этапа.

Первый этап обусловлен наличием собственного времени срабатывания аппаратуры t_a в схеме управления электроприводом. Вследствие возникающего запаздывания в течение времени t_a двигатель не отключается от сети, и электропривод продолжает движение со скоростью $\omega_{нач}$, с которой он подошел к датчику точного останова, и проходит путь

$$\varphi' = \omega_{нач} t_a.$$

По истечении времени срабатывания аппаратуры двигатель отключается от сети, и накладывается механический тормоз. Наступает второй этап процесса останова, во время которого запасенная во всех движущихся массах системы кинетическая энергия расходуется на совершение работы по преодолению сил статического сопротивления движению на проходимом при этом пути φ'' :

$$J_{\Sigma} \omega_{нач}^2 / 2 = (M_c + M_T) \varphi'',$$

где M_T - момент механического тормоза. Откуда

$$\varphi = \varphi' + \varphi'' = \omega_{нач} t_a + J_{\Sigma} \omega_{нач}^2 / 2 (M_c + M_T). \quad (9.1)$$

На первом этапе скорость $\omega = \omega_{нач} = \text{const}$, на втором она изменяется в зависимости от пути по закону

$$\omega = \sqrt{\omega_{нач}^2 - 2\varepsilon\varphi},$$

где $\varepsilon = (M_c + M_T) / J_{\Sigma}$ - ускорение электропривода на втором этапе.

Зависимость $\omega = f(\varphi)$ при установке датчика точного останова (ДТО) в точке $\varphi = 0$ и некоторой начальной скорости $\omega_{нач}$ показана на рис.9.1 (кривая 1). Так как все параметры, определяющие по (9.1) путь, проходимый электроприводом в процессе точного останова, при работе электропривода не остаются постоянными, абсолютно точный останов невозможен. Так как после срабатывания ДТО движение системы является неуправляемым, наибольшая неточность останова зависит только от пределов изменения параметров, входящих в (9.1). Эти пределы можно характеризовать следующими выражениями, представляющими наибольшие и наименьшие значения соответствующих переменных и параметров:

$$\begin{aligned} \omega_{нач} &= \omega_{ср} \pm \Delta\omega_{\max}; \quad t_a = t_{ср} \pm \Delta t_{\max}; \\ J_{\Sigma} &= J_{\Sigma ср} \pm \Delta J_{\max}; \quad M_c = M_{ср} \pm \Delta M_{ср \max}; \\ M_T &= M_{T ср} \pm \Delta M_{T \max}; \quad \varepsilon = \varepsilon_{ср} \pm \Delta\varepsilon_{\max}, \end{aligned} \quad (9.2)$$

где $\omega_{ср}$, $t_{ср}$, $J_{\Sigma ср}$, $M_{ср}$, $M_{T ср}$ и $\varepsilon_{ср}$ - средние значения параметров; $\Delta\omega$, Δt , ΔJ , ΔM_c , ΔM_T и $\Delta\varepsilon_{\max}$ - отклонения от средних значений параметров.

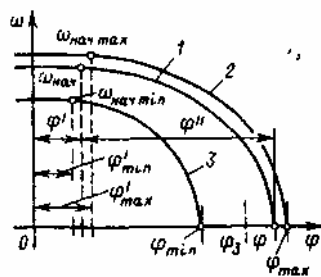


Рис. 9.1. Зависимость $\omega = f(\varphi)$ в процессе точного останова электропривода

Пределы перемещения можно представить аналогично:

$$\varphi = \varphi_{ср} \pm \Delta\varphi_{\max} \quad (9.3)$$

где φ - средний путь при точном останове; $\Delta\varphi_{\max}$ - максимальная ошибка позиционирования или максимальная неточность останова.

Как показано на рис.9.1, ДТО должен устанавливаться на расстоянии $\varphi_3 = \varphi_{ср}$, там же кривые 2 и 3 дают представления о зависимостях $\omega = f(\varphi)$ при сочетаниях параметров, соответствующих наибольшей ошибке позиционирования.

С помощью (9.2) можно определить по (9.1) наибольший путь при точном останове

$$\varphi_{\max} = (\omega_{ср} + \Delta\omega_{\max})(t_{ср} + \Delta t_{\max}) + \frac{(J_{\Sigma ср} + \Delta J_{\max})(\omega_{ср} + \Delta\omega_{\max})^2}{2(M_{дин ср} - \Delta M_{дин \max})} \quad (9.4)$$

и его наименьшее значение

$$\varphi_{\min} = (\omega_{ср} - \Delta\omega_{\max})(t_{ср} - \Delta t_{\max}) + \frac{(J_{\Sigma ср} - \Delta J_{\max})(\omega_{ср} - \Delta\omega_{\max})^2}{2(M_{дин ср} + \Delta M_{дин \max})}, \quad (9.5)$$

причем в (9.4) и (9.5) обозначено $M_{дин ср} = M_{ср} + M_{T ср}$ и $\Delta M_{дин \max} = \Delta M_{ср \max} + \Delta M_{T \max}$. Эти выражения позволяют получить среднее значение пути, проходимого электроприводом в процессе точного останова:

$$\varphi_{\text{ср}} = \frac{\varphi_{\text{max}} + \varphi_{\text{min}}}{2} = \varphi'_{\text{ср}} + \varphi''_{\text{ср}} = \omega_{\text{ср}} t_{\text{ср}} \left(1 + \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} \frac{\Delta t_{\text{max}}}{t_{\text{ср}}} \right) + \frac{J_{\Sigma \text{ср}} \omega_{\text{ср}}^2}{2 M_{\text{дин ср}}} \frac{1 + 2 \frac{\Delta\epsilon_{\text{max}}}{\epsilon_{\text{ср}}} \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} + \left(\frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} \right)^2}{1 - (\Delta\epsilon_{\text{max}}/\epsilon_{\text{ср}})^2}. \quad (9.6)$$

Максимальная неточность останова

$$\Delta\varphi_{\text{max}} = \frac{\varphi_{\text{max}} - \varphi_{\text{min}}}{2} = \frac{\varphi'_{\text{ср}}}{1 + \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} \frac{\Delta t_{\text{max}}}{t_{\text{ср}}}} \times \left(\frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} + \frac{\Delta t_{\text{max}}}{t_{\text{ср}}} \right) + \frac{2 \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} + \frac{\Delta\epsilon_{\text{max}}}{\epsilon_{\text{ср}}} \left[1 + \left(\frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} \right)^2 \right]}{1 + 2 \frac{\Delta\epsilon_{\text{max}}}{\epsilon_{\text{ср}}} \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} + \left(\frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} \right)^2} \varphi''_{\text{ср}}. \quad (9.7)$$

Анализ (9.7) свидетельствует о том, что максимальная неточность останова тем больше, чем больше средний путь при останове и чем больше относительные отклонения всех факторов, от которых он зависит, от соответствующих средних значений. Так как относительные отклонения в (9.6) и (9.7) значительно меньше единицы, то можно пренебречь их произведениями и квадратами, при этом (9.7) можно с некоторым ущербом для точности представить в значительно более удобном для пользования виде:

$$\Delta\varphi_{\text{max}} = \omega_{\text{ср}} t_{\text{ср}} \left(\frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} + \frac{\Delta t_{\text{max}}}{t_{\text{ср}}} \right) + \frac{J_{\Sigma \text{ср}} \omega_{\text{ср}}^2}{2 M_{\text{дин ср}}} + \left(2 \frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{ср}}} + \frac{M_{\text{дин. max}}}{M_{\text{дин. ср}}} + \frac{\Delta J_{\Sigma \text{max}}}{J_{\Sigma \text{ср}}} \right). \quad (9.8)$$

Выражение (9.8) показывает, что наиболее существенно ошибка позиционирования зависит от средней начальной скорости и от ее отклонений от среднего значения. Поэтому из (9.8) следует, что основным фактором, вызывающим неточность останова, являются изменения нагрузки электропривода, так как они непосредственно сказываются на значении динамического момента $M_{\text{дин}}$ и при данной жесткости механической характеристики электропривода определяют основное отклонение начальной скорости от среднего значения, обусловленное изменениями нагрузки, $\Delta\omega_{\text{max}} = \Delta M_{\Sigma \text{max}}/\beta$. Изменения нагрузки в большинстве случаев связаны с одновременным изменением суммарного приведенного момента инерции электропривода J_{Σ} . При данных пределах изменения статической нагрузки и известных $t_{\text{ср}}$ и Δt_{max} основным средством уменьшения ошибки позиционирования является снижение средней скорости электропривода при подходе к ДТО и увеличение жесткости механической характеристики, соответствующей работе двигателя с этой пониженной скоростью. Для получения формулы, связывающей требуемую среднюю пониженную скорость и жесткость механической характеристики с допустимой неточностью останова, примем в (9.8)

$$\Delta\varphi_{\text{max}} = \Delta\varphi_{\text{max. доп}}$$

где $\Delta\varphi_{\text{max. доп}}$ – допустимая ошибка позиционирования, определяемая технологическими требованиями к электроприводу. При этом получается квадратное уравнение

$$\omega_{\text{ср}}^2 + 2k_{11}\epsilon_{\text{ср}} t_{\text{ср}} \omega_{\text{ср}} - 2k_{12}\epsilon_{\text{ср}} \Delta\varphi_{\text{max. доп}} = 0,$$

решение которого дает следующее выражение для допустимой средней остановочной скорости:

$$\omega_{\text{ср}} = \sqrt{k_{11}^2 \epsilon_{\text{ср}}^2 t_{\text{ср}}^2 + 2k_{12}\epsilon_{\text{ср}} \Delta\varphi_{\text{max. доп}}} - k_{11}\epsilon_{\text{ср}} t_{\text{ср}}, \quad (9.9)$$

где

$$k_{11} = \frac{\Delta\omega_{\text{max}}/\omega_{\text{ср}} + \Delta t_{\text{max}}/t_{\text{ср}}}{2\Delta\omega_{\text{max}}/\omega_{\text{ср}} + \Delta J_{\Sigma \text{max}}/J_{\Sigma \text{ср}} + \Delta M_{\text{дин max}}/M_{\text{дин ср}}}; \quad k_{12} = \frac{k_{11}}{\Delta\omega_{\text{max}}/\omega_{\text{ср}} + \Delta t_{\text{max}}/t_{\text{ср}}}.$$

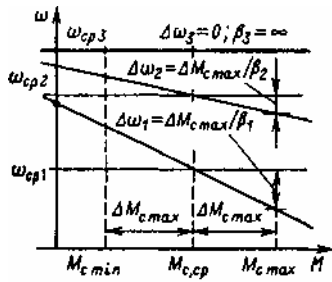


Рис.9.2. Механические характеристики, обеспечивающие требуемую точность позиционирования

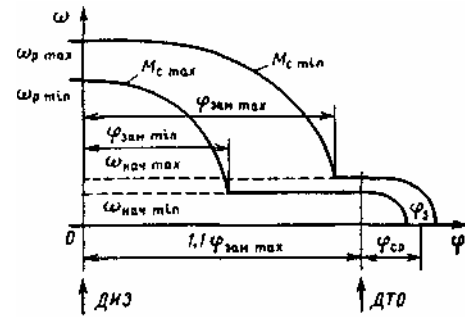


Рис.9.3. Зависимости $\omega=f(\phi)$ в процессе замедления до пониженной скорости и точного останова электропривода

При заданной допустимой неточности останова $\Delta\phi_{\max\text{Доп}}$ каждое значение жесткости механической характеристики и соответствующее этой жесткости значение $\Delta\omega_{\max}/\omega_c$ определяют по выражению (9.9) требуемое значение средней остановочной скорости $\omega_{\text{ср}}$. Задаваясь значениями $\Delta\omega_{\max}/\omega_{\text{ср}}$ можно получить пары значений $\Delta\omega_{\text{ср}}$ и $\Delta\omega/\omega_{\text{ср}}=\Delta M_{\text{с. max}}/\beta\omega_{\text{ср}}$, которые определяют статические механические характеристики электропривода, обеспечивающие заданную точность позиционирования. Эти характеристики представлены на рис.9.2.

Таким образом, рассматриваемый способ управления положением может обеспечить любую требуемую точность останова рабочего органа механизма в заданные позиции при правильном выборе средней остановочной скорости ω и обеспечении высокой точности стабилизации этой скорости. Это означает, что требование автоматического точного останова электропривода определяет необходимый диапазон регулирования скорости электропривода $\Delta=\omega_{\text{ном}}/\omega_{\text{ср}}$ при заданных пределах изменения нагрузки и других возмущающих факторов.

Важным достоинством рассматриваемого способа является простота реализации, однако при высоких требованиях к точности останова и большом диапазоне регулирования, требуемом для получения этой точности, процесс точного позиционирования может при определенных условиях недопустимо затягиваться и снижать производительность позиционного механизма.

Указанные условия определяются динамическими свойствами электропривода в процессе замедления электропривода от рабочей скорости $\omega_{\text{ном}}$ до пониженной остановочной скорости $\omega_{\text{ср}}$.

На рис.9.3 показаны зависимости $\omega=f(\phi)$ при двух нагрузках электропривода $M_c=M_{\text{с. max}}$ и $M_c=M_{\text{с. min}}$, соответствующие как процессу точного останова, так и предшествующему процессу замедления.

Кривые построены в предположении, что при любой нагрузке процессы замедления протекают при неизменном тормозном моменте двигателя $M=M_{\text{max}}=\text{const}$. Тогда ускорение электропривода в этом процессе будет зависеть от нагрузки:

$$\varepsilon = -(M_{\text{max}} + M_c)/J_{\Sigma},$$

причем наименьшей нагрузке на валу $M_{\text{с. min}}$ соответствует и наименьшее по абсолютному значению ускорение. При $M_c=M_{\text{с. min}}$ начальная рабочая скорость при ограниченной жесткости механических характеристик электропривода максимальна: $\omega_p=\omega_{\text{р. max}}$, путь, проходимый электроприводом за время снижения скорости от $\omega_{\text{р. max}}$ до $\omega_{\text{нач. max}}$ при минимальном ускорении ε_{min} , также имеет максимальное значение $\phi_{\text{зам. max}}$. Датчик импульса замедления (ДИЗ), дающий команду на замедление, устанавливается от ДТО на расстоянии $1,1\phi_{\text{зам. max}}$, поэтому, как показано на рис.9.3, при $M_c=M_{\text{с. min}}$ электропривод на пониженной скорости $\omega_{\text{нач. max}}$ проходит весьма небольшой отрезок пути и время дотягивания к ДТО невелико. При $M_c=M_{\text{с. max}}$, $\omega_p=\omega_{\text{р. min}}$ соответственно $\phi_{\text{зам}}=\phi_{\text{зам. min}}\ll 1,1\phi_{\text{зам. max}}$. Как следствие большой отрезок пути $\Delta\phi_{\text{зам}}=1,1\phi_{\text{зам. max}}-\phi_{\text{зам. max}}$ электропривод проходит на пониженной скорости $\omega_{\text{нач. min}}$, время дотягивания при $\omega_{\text{нач. min}}\ll\omega_{\text{р. min}}$ оказывается значительным и соизмеримым с общим временем, требующимся для перемещения механизма из исходного рабочего положения в заданное.

Рассматривая рис.9.3, можно заключить, что время дотягивания при любых нагрузках может быть сведено к минимуму, если устранить статическую ошибку регулирования скорости и

сформировать стабильную зависимость $\omega=f(t)$ в процессе замедления, инвариантную относительно нагрузки. Поэтому при большом диапазоне регулирования скорости, требуемом по условиям точного останова, возникает необходимость использования замкнутых систем регулирования скорости в системе УП-Д с достаточно высокими показателями качества и точности регулирования как в статических, так и в динамических режимах.

Однако даже при применении этой совершенной системы, с точки зрения регулирования положения, электропривод при рассмотренном способе точного позиционирования ведет себя как разомкнутая система, в которой изменения всех факторов, влияющих на путь, проходимый при точном останове, непосредственно сказываются на достигаемой точности, а небольшая неустойчивость кривой изменения скорости при замедлении может существенно уменьшать быстродействие. Поэтому в наиболее сложных случаях электроприводы позиционных механизмов по системе УП-Д включаются в замкнутую систему автоматического регулирования положения по отклонению.

9.3. Автоматическое регулирование положения по отклонению

Автоматическое регулирование положения требует измерения углового или линейного перемещения рабочего органа механизма и использования устройств, задающих эти перемещения.

В простейшем варианте автоматическое регулирование положения предусматривается лишь на участках движения в районе заданных рабочих позиций, а на основной части пути перемещения от позиции к позиции система по выходной координате разомкнута. Этот вариант позволяет использовать индуктивные датчики ошибки позиционирования, вырабатывающие сигнал, пропорциональный отклонению рабочего органа от заданного положения. Датчики подключаются в зоне точного останова. Они обеспечивают автоматическое регулирование положения по отклонению от заданной точки пути с требуемой точностью.

При необходимости обработки дозированных перемещений, задаваемых на входе системы скачком, или при осуществлении программного управления перемещением рабочего органа механизма необходим постоянный контроль текущего положения, осуществляемый датчиками углового или линейного перемещения непрерывного или дискретного действия.

В данной главе ограничимся рассмотрением электроприводов постоянного тока, механическая часть которых с удовлетворительной точностью может быть представлена жестким механическим звеном, приведенным к валу двигателя. Для электроприводов позиционных механизмов кроме регулирования положения обычно требуются регулирование скорости и ограничение

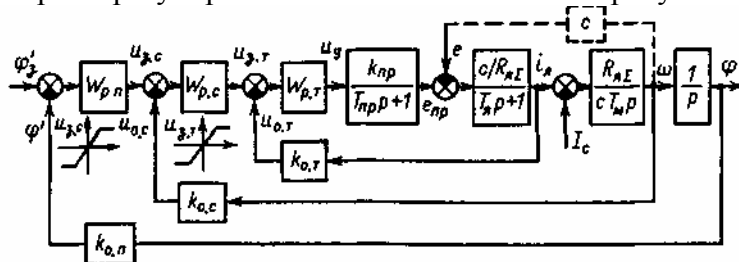


Рис. 9.4. Структурная схема системы автоматического регулирования положения

тока якоря в переходных процессах допустимым значением $I_{я}=I_{стоп}$. Поэтому в качестве объекта регулирования положения примем однократноинтегрирующую систему регулирования скорости в системе ТП-Д с подчиненным контуром регулирования тока. Дополнив ее интегри-

рованием скорости ω для получения перемещения ϕ , введя обратную связь по положению с коэффициентом усиления $k_{0,п}$ и включив на вход регулятор положения, получим трехконтурную систему регулирования положения, структурная схема которой приведена на рис.9.4.

Осуществим оптимизацию контура регулирования положения методом последовательной коррекции, определив необходимую для этой цели передаточную функцию регулятора положения. В соответствии с рис.9.4 объект регулирования положения в данном случае имеет следующую передаточную функцию:

$$W_{о.р.п} = W_{зам.с} \frac{1}{p} = \frac{1/k_{0,с}}{a_c a_t T_{\mu} p + 1} \frac{1}{p}. \quad (9.10)$$

Для получения передаточной функции разомкнутого контура регулирования положения вида

$$W_{раз.п} = \frac{1/k_{0,п}}{a_{п} a_c a_t T_{\mu} p (a_c a_t T_{\mu} p + 1)}$$

регулятор положения должен иметь передаточную функцию

$$W_{p.n} = \frac{k_{o.c}}{k_{o.n} a_n a_c a_T T_\mu} = k_{p.n.o}. \quad (9.11)$$

Передаточная функция замкнутого контура регулирования положения

$$W_{зам.п} = \frac{1/k_{o.n}}{a_n a_c a_T T_\mu p (a_c a_T T_\mu p + 1) + 1}. \quad (9.12)$$

Проведем качественный анализ работы синтезированной системы регулирования положения при различных условиях. Сначала будем полагать, что система автоматического регулирования положения замыкается при подходе к зоне точного останова электропривода в целях увеличения точности позиционирования. В момент замыкания системы электропривод движется с начальной установившейся скоростью $\omega_{нач}$ и датчик положения выдает сигнал ошибки $\Delta\phi'_{нач}$, равный расстоянию от начальной точки до заданной позиции ϕ'_3 . При настройке контура на критическое демпфирование ($a_n=4$) и отсутствии статической нагрузки ($M_c=0$) переходный процесс точного позиционирования будет иметь характер, показанный на рис.9.5,а. На этом рисунке приведены зависимости $\Delta\phi$, ω и $i_\alpha=f(t)$, соответствующие сформулированным начальным условиям. Для анализа этих зависимостей обратим внимание на то, что выходное напряжение регулятора положения в данной схеме представляет собой сигнал задания скорости

$$k_{p.n} \Delta\phi' = U_{з.с} = k_{o.c} \omega_3. \quad (9.13)$$

С помощью (9.13) можно определить задаваемый на входе контура регулирования скорости темп замедления в процессе отработки сигнала ошибки $\Delta\phi'$:

$$\frac{d\omega_3}{dt} = \frac{k_{p.n}}{k_{o.c}} \frac{d}{dt} (\phi'_3 - \phi') = \frac{-k_{p.n} k_{o.n}}{k_{o.c}} \omega. \quad (9.14)$$

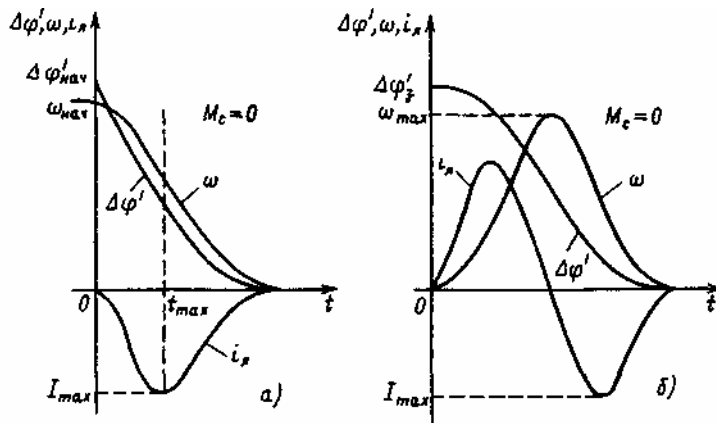


Рис 9.5 Процессы точного позиционирования в замкнутой системе регулирования положения

Таким образом, задаваемое регулятором положения максимальное ускорение электропривода в процессе замедления тем больше, чем больше начальная скорость $\omega_{нач}$. Так как $\omega_{нач} \approx \omega_{3нач}$, то из (9.13) следует, что при данном коэффициенте усиления $k_{p.n}$, определяемом (9.11), максимальное ускорение в процессе замедления возрастает с возрастанием отрабатываемого перемещения $\Delta\phi_{нач}$.

Соответственно возрастает и максимальный ток якоря I_{max} , который в соответствии с уравнением движения

равен

$$I_{max} = \frac{1}{c} \left[J_\Sigma \left(\frac{d\omega}{dt} \right)_{max} + M_c \right]. \quad (9.15)$$

До тех пор пока задаваемое перемещение при замыкании системы невелико и $I_{max} < I_{стоп}$, система остается линейной, обеспечивая требуемое качество регулирования. Если $\Delta\phi'_{нач}$ и соответственно $\omega_{нач}$ настолько велики, что $I_{max} > I_{стоп}$, регулятор скорости переходит на насыщенный участок своей характеристики, выдавая $U_{зт} = U_{зтmax} = k_{от} I_{max} = const$. система регулирования положения размыкается, и идет процесс замедления с $i_\alpha \approx I_{стоп} = const$. Так как ускорение, соответствующее стопорному моменту, меньше задаваемого, накапливается дополнительная ошибка регулирования положения, которая в конце процесса отрабатывается с перерегулированием.

Из изложенного следует, что оптимизированный контур регулирования положения ($k_{p.n} = k_{p.no}$) требует ограничения отрабатываемого перемещения и ограничения начальной скорости в момент замыкания системы допустимыми значениями, при которых ток якоря в процессе

замедления не достигает стопорного значения. Определим с помощью (9.14) и (9.15) допустимое значение скорости электропривода в момент максимума тока якоря $t_{\max}(d\omega_3/dt = -\varepsilon_{\text{тmax}})$

$$\omega_{\text{тmax доп}} = \frac{k_{\text{о.с}} \varepsilon_{\text{тmax}}}{k_{\text{р.п.о}} k_{\text{о.п}}} = \frac{k_{\text{о.с}}}{k_{\text{р.п.о}} k_{\text{о.п}}} \frac{cI_{\text{стоп}} + M_{\text{с}}}{\beta_{\text{с}} T_{\text{м}}} \quad (9.16)$$

Кроме того, если примем время нарастания тока до максимума $t_{\max} \approx 2a_{\text{т}} T_{\text{м}}$, получим:

$$\omega_{\text{тmax доп}} \approx \omega_{\text{нач доп}} - \varepsilon_{\text{тmax}} t_{\max} / 2 = \omega_{\text{нач доп}} - a_{\text{т}} \varepsilon_{\text{тmax}} T_{\text{м}}. \quad (9.17)$$

$$\omega_{\text{нач доп}} = \frac{k_{\text{о.с}}}{k_{\text{р.п.о}} k_{\text{о.п}}} \frac{cI_{\text{стоп}} + M_{\text{с}}}{\beta_{\text{с}} T_{\text{м}}} \left(1 + \frac{k_{\text{р.п.о}} k_{\text{о.п}} a_{\text{т}} T_{\text{м}}}{k_{\text{о.с}}} \right) = \frac{a_{\text{п}} a_{\text{с}} a_{\text{т}} T_{\text{м}}}{\beta_{\text{с}} T_{\text{м}}} (cI_{\text{стоп}} + M_{\text{с}}) \left(1 + \frac{1}{a_{\text{п}} a_{\text{с}}} \right). \quad (9.18)$$

Следовательно,

Таким образом, и при использовании для увеличения точности позиционирования автоматического регулирования положения в зоне точного останова для нормального функционирования системы необходимо снижать скорость при подходе к этой зоне до значения, определяемого (9.18). Из (9.18) следует, что тормозной момент нагрузки увеличивает допустимое значение начальной скорости; поэтому, если нагрузка изменяется в широких пределах, эту скорость нужно определять по минимальному значению $M_{\text{с}}$.

Аналогичные условия складываются и в тех случаях, когда система регулирования положения предусматривается для отработки различных дозированных перемещений, задаваемых на входе системы. В этом случае цикл перемещения начинается при нулевых начальных условиях и, как показано на рис. 9.5,б, состоит из участка ускорения электропривода до скорости $\omega_{\text{тmax}}$ и участка замедления его с остановом в заданной точке пути. Чем больше заданное перемещение $\Delta\phi'_{\text{з}}$, тем больше максимум тока при пуске, тем больше максимум скорости $\omega_{\text{тmax}}$ и тем больше максимальный ток в процессе замедления $I_{\text{тmax}}$. Поэтому и здесь оптимальные динамические свойства системы регулирования положения сохраняются только в пределах тех задаваемых перемещений $\Delta\phi'_{\text{з}}$, при которых в процессах замедления она остается линейной ($I_{\text{тmax}} < I_{\text{стоп}}$). При этом $\omega_{\text{тmax}}$ оказывается значительно меньше номинальной рабочей скорости $\omega_{\text{ном}}$, следовательно, ограничить $u_{\text{зс}}$ значением $k_{\text{о.с}} \omega_{\text{тmax}}$ в данном случае нельзя.

Избежать дополнительного перерегулирования при торможении с максимальной рабочей скорости $\omega_{\text{р.тmax}}$ можно, подобрав такой коэффициент усиления регулятора положения, при котором в момент перехода на торможение в соответствии с (9.13) задается номинальная рабочая скорость электропривода при рассогласовании, равном максимальному пути торможения со скорости $\omega_{\text{ном}}$ при $|\varepsilon_{\text{ср}}| = \varepsilon_{\text{тmax}} = \text{const}$:

$$\Delta\phi'_{\text{тmax}} / k_{\text{о.п}} = \omega_{\text{ном}}^2 / 2\varepsilon_{\text{тmax}}. \quad (9.19)$$

Подставив (9.19) в (9.13), разрешим полученное уравнение относительно $k_{\text{рп}} = k_{\text{рп1}}$:

$$k_{\text{р.п.1}} = 2k_{\text{о.с}} \varepsilon_{\text{тmax}} / k_{\text{о.п}} \omega_{\text{ном}}. \quad (9.20)$$

Выбор коэффициента усиления регулятора положения по условию (9.20) позволяет получить удовлетворительное качество регулирования при задании перемещений, которым соответствует начальная скорость при торможении, равная $\omega_{\text{ном}}$. Однако при отработке перемещений, при которых начальная скорость при торможении оказывается меньше $\omega_{\text{ном}}$, процессы торможения сопровождаются дотягиванием, причем их длительность остается такой же, как и при отработке больших перемещений. В связи с этим для подобных электроприводов используют регулятор положения с параболической характеристикой. Примем, что при максимальном перемещении $\Delta\phi'_{\text{тmax}}$ коэффициент усиления регулятора положения $k_{\text{рп}}$ был равен (9.20) и при меньших перемещениях изменялся бы обратно пропорционально ω :

$$k_{\text{р.п}} = k_{\text{о.с}} \varepsilon_{\text{тmax}} / k_{\text{о.п}} \omega. \quad (9.21)$$

В процессе замедления с постоянным ускорением $\varepsilon_{\text{тmax}}$ скорость ω связана с рассогласованием аналогично (9.19):

$$\Delta\phi' / k_{\text{о.п}} \approx \omega^2 / 2\varepsilon_{\text{тmax}}. \quad (9.22)$$

Определив из (9.22) ω и подставив это выражение в (9.21), получим

$$k_{p.п} = k_{o.c} \varepsilon_{т max} / \sqrt{2\varepsilon_{т max} \Delta\varphi' k_{o.п}} \quad (9.23)$$

Выходное напряжение регулятора положения $U_{зс}$ с входным сигналом рассогласования $\Delta\varphi'$ должно быть связано соотношением

$$U_{зс} = k_{o.c} \omega_{з} \approx k_{o.c} \sqrt{\frac{2\varepsilon_{т max} \Delta\varphi'}{k_{o.п}}} = k \sqrt{\Delta\varphi'} \quad (9.24)$$

Зависимость $U_{зс}=f(\Delta\varphi')$, соответствующая (9.24) представлена на рис.9.6 (кривая 1). При $\Delta\varphi'=\Delta\varphi'_{т max}$ коэффициент $k_{рп}$ имеет значение

$$k_{р.п min} = \frac{2k_{o.c} \varepsilon_{т max}}{k_{o.п} \omega_{ном}} \quad (9.25)$$

т. е. такое же, как и при линейном регуляторе с коэффициентом усиления $k_{рп1}$ (9.20).

На рис.9.6 показаны характеристики регулятора, соответствующие (9.20) - прямая 2 и (9.25)

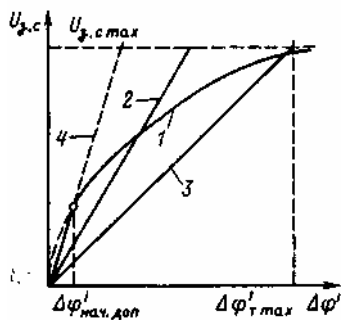


Рис. 9.6. Характеристики регулятора положения

- прямая 3, причем показано ограничение заданного значения скорости $U_{зс}=k_{oc}\omega_{ном}$. Уменьшение $\Delta\varphi'$ в соответствии с (9.23) приводит к увеличению коэффициента регулятора вплоть до оптимального значения, определяемого (9.11). Это значение имеет место при $\Delta\varphi'=\Delta\varphi'_{нач. доп}$, и ему соответствует характеристика 3 на рис.9.6. В этом можно убедиться, подставив в (9.21) значения $\omega=\omega_{маходоп}$ из (9.16). При дальнейшем уменьшении $\Delta\varphi'<\Delta\varphi'_{нач. доп}$ увеличение $k_{рп}$ по (9.23) привело бы к увеличению колебательности. Поэтому нелинейная зависимость $U_{зс}=f(\Delta\varphi')$ имеет вид жирной кривой 1, которая при $\Delta\varphi'<\Delta\varphi'_{нач. доп}$ совпадает с прямой 3, при $\Delta\varphi'_{нач. доп}<\Delta\varphi'<\Delta\varphi'_{т max}$ определяется (9.23), при $\Delta\varphi'>\Delta\varphi'_{т max}$ ограничена значением $U_{зс max}=const$.

Для рассмотренных систем основным требованием, предъявляемым к электроприводу в отношении точности регулирования, является требование ограничения статической ошибки позиционирования заданным допустимым значением. В связи с наличием интегральной составляющей передаточной функции регулятора тока в установившемся режиме напряжение на его входе равно нулю:

$$k_{р.п} k_{р.с} \Delta\varphi'_н - k_{o.т} I_c = 0 \quad (9.26)$$

Подставив в (9.26) выражения $k_{рс}$ из (8.39) и $k_{рп}=k_{рпо}$ из (9.11), получим статическую ошибку в оптимизированной системе

$$\Delta\varphi'_с = \frac{k_{o.т} I_c}{k_{р.п} k_{р.с}} = \frac{k_{o.т} M_c}{k_{р.п} k_{р.с} c} \quad (9.27)$$

Следовательно, статическая ошибка позиционирования

$$\Delta\varphi'_{со} = \frac{k_{o.п} a_{п} a_{т}^2 a_{с}^2 T_{м}^2 R_{я\Gamma}}{c^2 T_{м}} M_c \quad (9.28)$$

Если коэффициент усиления регулятора $k_{рп}=k_{рп1}$ (9.20), ошибка позиционирования возрастает во столько раз, во сколько $k_{рп1}$ меньше $k_{рпо}$ (рис.9.6):

$$\Delta\varphi'_{с1} = \Delta\varphi'_{со} \omega_{ном} / 2\omega_{маходоп} \quad (9.29)$$

Необходимость использования регулятора положения с нелинейной характеристикой может быть исключена при любых перемещениях путем задания на входе системы требуемого закона $\varphi'_3=f(t)$, при отработке которого система остается во всех режимах линейной. Для подобных систем автоматического программного регулирования положения характерны более высокие требования к динамической точности регулирования, которые аналогичны требованиям к следящему электроприводу, особенности которого кратко рассмотрены ниже.

9.4. Понятие о следящем электроприводе

Основное отличие следящего электропривода от систем точного позиционирования состоит в постановке задачи регулирования: обеспечение следования (слежения) положения исполнительного органа механизма φ' за изменяющимся по произвольному закону положением задающего органа $\varphi'_з$ с ошибкой, во всех режимах работы не превышающей допустимого значения.

Поэтому рассмотренная выше трехконтурная система регулирования положения представляет собой следящий электропривод в тех случаях, когда замыкание электропривода, например по углу поворота исполнительной оси установки, имеет целью воспроизведение произвольно меняющегося угла поворота задающей оси, т.е. слежение исполнительной оси за движением задающей оси, с заданной точностью. При этом отработка заданного скачком угла поворота, т.е. рассмотренная выше отработка дозированных перемещений, является частным режимом работы следящего электропривода.

Ограничимся анализом динамической точности следящего электропривода с линейными жесткими механическими связями. Для этого получим изображение ошибки в трехконтурной системе, структурная схема которой показана на рис.9.4, с помощью общей формулы ошибки (6.19):

$$\Delta\varphi(p) = \frac{\varphi_3(p) + M_c(p)W_{\alpha,p,n}''(p)}{1 + W_{\alpha,p,n}(p)}, \quad (9.30)$$

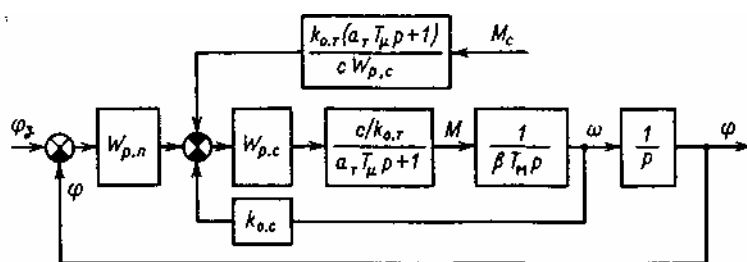
Для определения этой передаточной функции представим структурную схему рис.9.4 в виде, показанном на рис.9.7, пренебрегая внутренней связью по ЭДС и принимая $k_{оп}=1$. На основании этой схемы можно записать

$$W''_{\text{о.п.н}} = \frac{\varphi(p)}{-M_c(p)} = \frac{k_{\text{о.т}}(a_{\text{т}}T_{\text{т}}p + 1)}{cW_{\text{р.с}}} W_{\text{зам.с}} \frac{1}{p} = \frac{k_{\text{о.т}}(a_{\text{т}}T_{\text{т}}p + 1)}{cW'_{\text{р.с}}} \times$$

$$\times \frac{1/k_{\text{о.с}}}{a_{\text{с}}a_{\text{т}}T_{\text{т}}p(a_{\text{т}}T_{\text{т}}p + 1) + 1} \frac{1}{p}. \quad (9.31)$$

$$\varphi_3(p) a_n a_c a_T T_\mu p \left[a_c a_T T_\mu p (a_T T_\mu p + 1) + 1 \right] +$$

$$\Delta\varphi(p) = \frac{\beta_E T_M}{a_n a_c a_T T_M p \{ a_c a_T T_M p (a_T T_M p + 1) + 1 \} + 1} + \frac{M_c(p) a_n a_c^2 a_T^2 T_M^2 (a_T T_M p + 1)}{a_n a_c a_T T_M p \{ a_c a_T T_M p (a_T T_M p + 1) + 1 \} + 1}. \quad (9.32)$$



Важной оценкой динамической точности следящего электропривода является установившаяся ошибка в режиме отработки линейного нарастания задающего сигнала $\phi_3(t) = \omega_3 t = \omega_3 / p$, которую нетрудно определить, подставив это изображение задающего сигнала в (9.32):

$$\Delta\varphi_{\Sigma \max 1} = \omega_3 a_n a_c a_T T_\mu + \frac{M_c a_n a_c^2 a_T^2 T_\mu^2}{\beta_c T_m}. \quad (9.33)$$

Рассматриваемый режим есть режим движения следящего электропривода с постоянной скоростью ω_3 , задаваемой вращением задающей оси. Полученное выражение (9.23) свидетельствует о том, что в этом режиме ошибка складывается из двух составляющих. Первая составляющая называется скоростной ошибкой $\Delta\varphi_{\max(1)}$, которая пропорциональна скорости и зависит только от некомпенсируемой постоянной контура регулирования положения $T_{\mu n} = a_c a_T T_\mu$ и от отношения постоянных этого контура a_n .

$$\Delta\varphi_{\max 1} = a_n T_{\mu n} \omega_3. \quad (9.34)$$

Вторая составляющая представляет собой статическую ошибку $\Delta\varphi_c$ и при данной нагрузке $M_c = \text{const}$ зависит от тех же факторов и от модуля статической жесткости в двухконтурной статической системе регулирования скорости β_{3c} :

$$\Delta\varphi_c = \frac{a_n T_{\mu n}}{\beta_{3c}} M_c. \quad (9.35)$$

Передаточную функцию разомкнутой системы при $k_{0n}=1$ можно представить в виде

$$W_{\text{разн}} = \frac{k_y}{p(a_c a_T T_\mu p + 1)}, \quad (9.36)$$

где $k_y = 1/a_n T_{\mu n}$ - коэффициент усиления разомкнутого контура регулирования положения. Учитывая (9.36), выражение скоростной ошибки (9.34) можно записать в более общем виде:

$$\Delta\varphi_{\max(1)} = \omega_3 / k_y = \omega / k_y. \quad (9.37)$$

Соответственно выражение статической ошибки (9.35) имеет вид

$$\Delta\varphi_c = M_c / k_y \beta_{3c} \quad (9.38)$$

Следовательно, при данной скорости заводки ω_3 уменьшение скоростной ошибки обеспечивается только увеличением коэффициента усиления разомкнутой системы k_y , т.е. в данном случае выбором наименьших допустимых по критерию качества регулирования коэффициентов a_n , a_c и a_T при данной сумме некомпенсируемых постоянных T_μ в контуре регулирования тока. Статическая ошибка зависит как от коэффициента усиления контура регулирования положения, так и от жесткости статических механических характеристик системы при разомкнутой связи по положению. В рассматриваемой системе, оптимизированной методом последовательной коррекции, жесткость β_{3c} зависит от отношения $\beta_c T_m / a_c a_T T_\mu$, поэтому уменьшение a_n , a_c и a_T снижает статическую ошибку вследствие возрастания коэффициента усиления и увеличения жесткости β_{3c} . В соответствии с (9.38) статическая ошибка может быть полностью устранена при использовании двукратноинтегрирующего контура регулирования скорости при ПИ-регуляторе скорости.

Обратим внимание на то, что если момент нагрузки M_c содержит составляющую вязкого трения $\beta_{вт}\omega$, то статическая ошибка в установившемся режиме движения с постоянной скоростью заводки в соответствии с (9.38) будет содержать составляющую, пропорциональную скорости и увеличивающую скоростную ошибку на значение, равное

$$\Delta\varphi_{\text{в т макс}} = \beta_{\text{в т}} \omega / k_y \beta_{3c}$$

Динамические ошибки в неустановившихся режимах движения могут дополнительно увеличиваться из-за переходных составляющих. Так, при уменьшении a_n , a_c и a_T колебательность системы увеличивается, переходные составляющие ошибки могут возрастать, в то время как установившаяся динамическая ошибка (9.33) при этом уменьшается. Поэтому выбор a_n , a_c и a_T должен обеспечить минимум полной динамической ошибки во всех режимах.

Для того чтобы при произвольном входном сигнале иметь возможность конкретизировать требования к динамической точности, задают максимальные расчетные значения первой и второй производных входного сигнала $\omega_{\max}$ и $\varepsilon_{\max} = (d\omega_3/dt)$. Для расчетных режимов заводки с постоянной скоростью $\omega_3 = \text{const}$ и с линейно возрастающей скоростью $\omega_3 = \varepsilon_3 t$ вводятся понятия добротности по скорости

$$k_\omega = \omega_{\max} / \Delta\varphi_{\max \text{ доп}} \quad (9.39)$$

и добротности по ускорению

$$k_\varepsilon = \varepsilon_{\max} / \Delta\varphi_{\max \text{ доп}} \quad (9.40)$$

где $\Delta\varphi_{\max \text{ доп}}$ - допустимая ошибка слежения.

Эти параметры позволяют построить граничную ЛАЧХ в области низких частот, которая обеспечивает в этой области значения динамических коэффициентов усиления $L(\Omega)$, достаточные для ограничения ошибки допустимым значением для гармонического входного сигнала $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\max} \sin \Omega t$ при условии $\omega < \omega_{\max}$ и $\varepsilon < \varepsilon_{\max}$. Построение этой ЛАЧХ, как показано на рис.9.8, сводится к построению прямой 1 с наклоном -20 дБ/дек, пересекающей ось абсцисс в точке $\Omega = k_\omega$, и прямой 2, пересекающей ту же ось в точке $\Omega = \Omega_\delta = \sqrt{k_\varepsilon}$. Для обеспечения требуемой динамической точности слежения ЛАЧХ разомкнутого контура регулирования положения не должна заходить в область, граница которой отмечена на рис.9.8 штриховкой

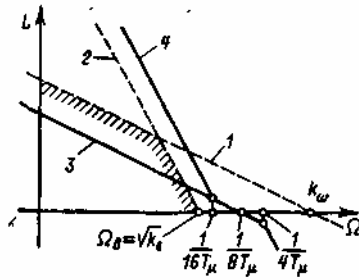


Рис 9.8 Варианты ЛАЧХ следящего электропривода

Рассмотренная трехконтурная система следящего электропривода настроена на точную компенсацию постоянных, и ее ЛАЧХ (прямая 3) в низко- и среднечастотной области имеет наклон -20 дБ/дек, как и прямая 1. Очевидно, эта настройка может обеспечить требуемую точность регулирования, если заданная добротность по скорости k_ω меньше частоты среза системы или равна ей:

$$k_\omega \leq 1/a_n T_{\mu n} = 1/a_n a_c a_t T_\mu \quad (9.41)$$

При настройке всех контуров на технический оптимум $a_n = a_c = a_t = 2$ и $T = 0,01$ с заданное значение k_ω не должно превышать 12,5. На практике требуются коэффициенты добротности по скорости на порядок большие, поэтому рассмотренная система в применении к следящему электроприводу обладает ограниченными возможностями.

Вид граничной по условиям точности регулирования ЛАЧХ (отмеченной на рис.9.8 штриховкой) свидетельствует о целесообразности использования контура регулирования, настроенного на симметричный оптимум. Пусть при заданной добротности по скорости k_ω и ускорению k_ε ЛАЧХ трехконтурной системы с П-регулятором положения имеет вид, показанный на рис.9.8 ломаной 3. Заменив П-регулятор положения ПИ-регулятором и подобрав параметры по симметричному оптимуму, получим

$$W_{\text{раз п}} = \frac{1 + 16T_\mu p}{16T_\mu p} \frac{1}{8T_\mu p (4T_\mu p + 1)} \quad (9.42)$$

Передаточной функции (9.42) соответствует ЛАЧХ с частотой среза $\Omega_c = 1/8T_\mu$ и низкочастотной асимптотой, имеющей наклон -40 дБ/дек (прямая 4 на рис.9.8). Сравнивая прямые 3 и 4, можно убедиться, что использование симметричного оптимума может обеспечивать выполнение требований к точности в случаях, когда настройка на технический оптимум дает недостаточные для этого коэффициенты усиления в области низких частот. Дополнительное увеличение динамической точности регулирования может быть достигнуто путем использования в качестве подчиненного контура регулирования астатической одноконтурной системы регулирования скорости с ПИД-регулятором скорости. Реализация такой системы существенно упрощается в тех случаях, когда постоянная T_μ достаточно мала и может быть отнесена к некомпенсируемым постоянным без значительного увеличения T_μ . В подобных случаях тот же эффект достигается при более помехоустойчивом ПИ-регуляторе скорости.

9.5. Контрольные вопросы к гл. 9

1. Как влияют на неточность останова электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем температурные изменения сопротивлений обмоток двигателя?
2. Можно ли в позиционном электроприводе по системе ТП-Д отказаться от применения подчиненного контура регулирования тока?
3. Объясните физический смысл понятий добротности следящего электропривода по скорости и ускорению.

Глава десятая
Основы выбора системы электропривода
10.1. Общие сведения

Как было отмечено в §8.3, курс «Теория электропривода» охватывает все наиболее общие вопросы теории современного автоматизированного электропривода, активное освоение которых обеспечивает минимум основополагающих знаний, необходимых специалисту широкого профиля для быстрой адаптации к профессиональной деятельности во всех областях практического применения электропривода. Физические особенности сложных электромеханических систем, методы анализа и синтеза их статических характеристик и динамических свойств, вопросы выбора мощности двигателей и регулирования координат электропривода сложны для восприятия, закрепления в памяти и свободного квалифицированного применения, поэтому активное освоение теории электропривода, как правило, еще не наступает после завершения работы над данным курсом. Оно обеспечивается всем рационально организованным учебным процессом подготовки - и комплексом дисциплин общепрофессиональной подготовки, на которую курс опирается, и комплексом специальных дисциплин, которые развивают, расширяют, дополняют профессиональные знания и закрепляют их освоение практическим опытом самостоятельной работы.

Тем не менее, курс «Теория электропривода» в подготовке инженеров электроприводчиков имеет исключительно важное основополагающее значение. Будущий инженер, прослушав курс с вниманием и заинтересованностью, выполнив лабораторные и расчетные практические работы, впервые за время учебы в институте получает исчерпывающие представления о выбранной профессии и с высокой степенью достоверности убеждается в правильности или, напротив, ошибочности выбора. Курс дает достаточно полную информацию о состоянии, проблемах и направлениях развития современного электропривода, о технических возможностях, достоинствах и недостатках основных систем электропривода, широко используемых на практике. Благодаря этим знаниям будущий инженер впервые получает возможность приобщиться к наполненному конкретным профессиональным содержанием инженерному проектированию, получить удовлетворение от удачного ответа на конкретный сложный профессиональный вопрос, от квалифицированного решения конкретных проектных задач, расчета параметров электропривода и анализа его статических характеристик и динамических свойств. Увлеченные, творческие личности впервые на основе знания известных технических решений в выбранной сфере деятельности ощутят беспокойную потребность многотрудного поиска нетривиальных, новых технических решений, превосходящих в чем-либо известные. При этом не важна сложность задачи и не беда, если новое техническое решение при патентном поиске окажется известным. Это - начало творческой инженерной деятельности, являющейся основой технического прогресса.

Электропривод является сложной многокомпонентной электромеханической системой с широким многообразием областей и условий применения, поэтому процессы проектирования электроприводов представить однозначной схемой затруднительно.

Если под проектированием понимать процесс разработки конструкторской документации на изготовление электропривода, то этот процесс регламентируется ЕСКД и в соответствии с ГОСТ 2 103-68 содержит следующие стадии разработки: техническое задание, техническое предложение, эскизный проект, технический проект, разработка рабочей документации. Полностью укладывается в эту схему проектирование нерегулируемых асинхронных электроприводов, либо проектирование регулируемых электроприводов на базе серийно выпускаемых промышленностью комплектных электроприводов постоянного и переменного тока, обладающих определенными гарантированными техническими данными и показателями.

В этих простейших (но весьма широко распространенных) случаях творческая часть проектирования электропривода сосредоточена на первых двух стадиях разработки, причем преимущественно на этапе разработки технического предложения. В соответствии с ГОСТ на стадии разработки технического задания устанавливаются назначение электропривода, технические, функциональные и технико-экономические требования к электроприводу, основанные на анализе технологического процесса приводимого в движение механизма. А на стадии разработки технического предложения на основе технического и технико-экономического сравнения вариантов электропривода, удовлетворяющих требованиям технического задания, должен быть осуществ-

лен выбор системы или типа электропривода, разработана схема управления электроприводом и работой механизма и предложены основные конструктивные решения (компоновка, габариты и т. п.). В частности, при проектировании нерегулируемого асинхронного электропривода, когда система электропривода однозначно определена требованиями технического задания, ответственной задачей является выбор типа двигателя с учетом заданного технологией режима работы, а также правильное определение его требуемой мощности. Однако и в этих случаях, в связи с предъявлением специальных требований, может потребоваться усложнение электропривода и технико-экономическое обоснование выбора рационального варианта реализации. Такие ситуации возникают, в частности, в связи с рассматриваемой ниже проблемой энергосбережения в электроприводе.

Если под проектированием электропривода понимать более сложный процесс создания новых регулируемых электроприводов для промышленных установок, вызванный либо повышением требований к точности, качеству, надежности и экономичности работы электропривода, либо необходимостью перехода к новой более эффективной технике управления электроприводом, то рассмотренная схема существенно меняется. При этом разработка, как правило, начинается проведением научно-исследовательской работы (этап НИР), выделяется этап опытно-конструкторской работы (этап ОКР) и завершается разработкой рабочего проекта. В этих случаях объем поисковой творческой работы возрастает несоизмеримо и выбор системы электропривода и разработка его узлов осуществляются на этапе НИР. При этом для экспериментального обоснования правильности выбора системы на этапе НИР осуществляется эскизное проектирование, изготовление опытных образцов и проводятся их промышленные испытания на действующих установках. Так осуществляется проектирование упомянутых выше серийных комплектных регулируемых электроприводов, так создаются электроприводы новых уникальных технологических установок и др.

Таким образом, при проектировании электроприводов всегда в том или ином виде и объеме выполняется комплекс исследований и разработок, в котором важное место занимает выбор системы электропривода, принятие основных схмотехнических и конструктивных решений, а также техническое и технико-экономическое обоснование выбора. Поскольку вопросы технико-экономического обоснования выбора проектных решений рассматриваются в специальном курсе, изложение вопросов общей теории электропривода в данной главе завершается обзором ряда технических показателей, имеющих большой вес при технико-экономическом обосновании выбора системы электропривода и исполнения ее узлов.

Выбор системы электропривода начинается с поиска известных технических решений, удовлетворяющих в той или иной степени требованиям технического задания, из которых наиболее близкий к требованиям принимается для обоснования выбора системы электропривода в качестве прототипа. Как правило, в качестве прототипа принимается применяемый электропривод технологической установки, заменяемый в связи с возросшими требованиями, либо, для новых установок - электропривод аналогичных действующих. Далее наступает ответственный этап творческого анализа проблемы и поиска оригинальных патентно чистых решений для создания вариантов электропривода, полностью отвечающего требованиям технического задания. В общем случае для каждого варианта осуществляется выбор двигателя и всех элементов силовой цепи, разрабатывается схема управления и затем проводятся исследования статических характеристик и переходных процессов, которые позволяют определить показатели точности, быстродействия, качества регулирования координат (см §6.2), определить производительность установки, а затем оценить энергетическую эффективность электропривода, качество энергопотребления и надежность его работы. Эти данные, дополненные расчетом массо-габаритных и стоимостных показателей, и позволяют технико-экономическими расчетами обосновать выбор рационального проектного решения. Разумеется, во многих частных случаях процесс выбора системы электропривода может существенно упрощаться.

Рассмотренный общий случай выбора системы электропривода свидетельствует о том, что большинство технических показателей, подлежащих выявлению для его обоснования, за исключением оценок надежности работы, в той или иной степени в предшествующем изложении освещены. Однако такие важные вопросы, как энергосбережение, взаимодействие с питающей сетью и надежность в связи с проблемой выбора электропривода требуют дополнительного обсу-

ждения и общих рекомендаций. Этим вопросам посвящено основное содержание заключительной главы учебника.

10.2. Энергетическая эффективность электропривода

Вопрос об энергетических характеристиках различных систем электропривода уже затрагивался при анализе их технических показателей в гл. 6. Однако здесь к нему необходимо вернуться и рассмотреть в более широком плане в связи с проблемой энергосбережения, острота которой в период наступления мирового энергетического кризиса резко возросла. Эта острота становится особенно понятной, если вспомнить, что электропривод потребляет свыше половины вырабатываемой в стране электроэнергии, причем, к сожалению, далеко не всегда рационально по вине, главным образом, некомпетентных или безответственных разработчиков электроприводов. Поэтому необходимо установить достоверные и удобные технические оценки энергетически эффективных вариантов электропривода, вскрыть резервы энергосбережения и наметить главные пути их реализации

При рассмотрении в §5.2 энергетики разомкнутой системы электропривода для оценки энергетической эффективности работы электропривода было использовано общепринятое соотношение между потребляемой электроприводами мощностью P_c и полезной мощностью на рабочем органе механизма P_0 в установившихся режимах - КПД электропривода $\eta_{эп}$:

$$\eta_{эп} = P_{р0} / P_c \quad (10.1)$$

Была подвергнута анализу известная зависимость КПД от нагрузки, обусловленная наличием постоянных потерь, для основных элементов электропривода - двигателя и передаточного механизма. Этой информации в принципе достаточно для сравнительной оценки энергетической эффективности вариантов электропривода в простейших случаях, когда электропривод работает с постоянной нагрузкой в режиме S1. При переменных значениях мощностей P_c и $P_{р0}$ отношение (10.1) характеризует мгновенный КПД. Поскольку на отдельных участках энергия может передаваться от рабочего органа к сети, то в этих случаях $\eta_{эп}$ отражает экономичность обратного преобразования энергии, но при этом $\eta_{эп} = P_c / P_0$.

Коэффициент полезного действия электропривода как системы, определяемый по (10.1), может быть представлен в виде произведения:

$$\eta_{эп} = \eta_{пр} \eta'_{дв} \eta'_{мех} = \frac{P_{пр}}{P_c} \frac{P_{дв}}{P_{пр}} \frac{P_{р0}}{P_{дв}}, \quad (10.2)$$

где $\eta_{пр}$, $\eta'_{дв}$, $\eta'_{мех}$ - соответственно КПД электрического и электромеханического преобразователей и механической части привода; $P_{пр}$ - мощность на выходе электрического преобразователя; $P_{дв}$ - электромагнитная механическая мощность.

При практических расчетах известны КПД двигателей и механических передач как отдельных устройств, поэтому выражение (10.2) чаще используется в записи

$$\eta_{эп} = \eta_{пр} \eta_{дв} \eta_{мех} = \frac{P_{пр}}{P_c} \frac{P_{вдв}}{P_{пр}} \frac{P_{р0}}{P_{вдв}}, \quad (10.3)$$

здесь $\eta_{мех}$ - КПД передаточного механизма; $P_{пр}$ - электрическая мощность на входе двигателя; $P_{вдв}$ - механическая мощность на валу двигателя.

Каждая из составляющих общего КПД - величина не постоянная, а зависящая от нагрузки каждого устройства, скорости электрических машин и других факторов. Однако исходным параметром, характеризующим каждое устройство, является номинальный КПД, соответствующий номинальной нагрузке и скорости.

Из определения КПД следует, что эта энергетическая характеристика является мерой эффективности преобразования энергии системой электропривода, мерой полезного использования потребляемой энергии.

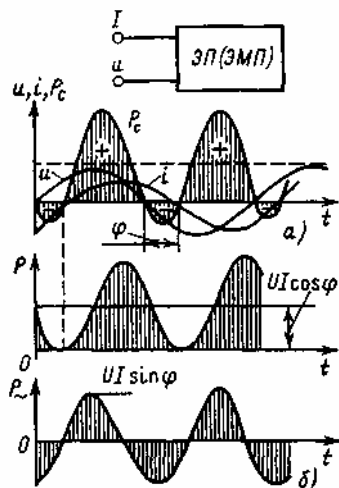


Рис 10.1 Мгновенная мощность однофазной цепи переменного тока и ее составляющие

Кроме энергетической эффективности преобразования потребляемой электроприводом энергии, важное значение имеет анализ эффективности потребления энергии от сети или автономного источника питания, т.е. характеристика электропривода как приемника электрической энергии. Экономичность передачи электроэнергии от источника электроприводу зависит как от типа и технических характеристик элементов электропривода, так и от режимов его работы. Например, энергия, затрачиваемая на возбуждение двигателей постоянного тока независимого возбуждения, идет только на потери, связанные с протеканием токов в обмотках возбуждения и созданием начального запаса электромагнитной энергии, при этом часть энергии теряется на пути от источника к электроприводу. Наиболее существенны эти потери и влияние токов намагничивания на «взаимоотношения» источника энергии и электропривода в системах, питающихся от сети переменного тока.

Напомним кратко особенности передачи и потребления электроэнергии на переменном токе. Вначале обратимся к соотношениям для однофазной цепи переменного тока.

Пусть напряжение, приложенное к фазе электрического преобразователя ЭП или непосредственно к двигателю, есть $u = U_{\max} \sin \omega_{эл} t$, а ток, определяемый режимом ЭП или электромеханического преобразователя ЭМП, $i = I_{\max} \sin (\omega_{эл} t - \varphi)$ (рис.10.1). Мгновенная мощность, потребляемая фазой:

$$P_{el}(t) = ui = UI \cos \varphi (1 - \cos 2\omega_{эл} t) + UI \sin \varphi \sin 2\omega_{эл} t,$$

где U, I - действующие значения напряжения и тока.

Согласно последнему выражению мгновенная мощность может быть представлена двумя составляющими (рис.10.1,б). Одна из них в любой момент положительна, имеет среднее значение $UI \cos \varphi$, которое определяет активную мощность. Другая составляющая имеет среднее значение, равное нулю, и отражает процесс периодического обмена энергией между источником и приемником. Амплитуда переменной составляющей этой мощности $UI \sin \varphi$ определяет реактивную мощность. Ее наличие при питании, например, фазы двигателя переменного тока обусловлено периодическим изменением электромагнитной энергии с частотой $2\omega_{эл}$. Ясно, что для передачи одной и той же средней за период мощности $P_{cp} = UI \cos \varphi$ при данном напряжении U и отсутствии реактивной составляющей мощности был бы необходим ток $I \cos \varphi$. Поскольку потери мощности в активных сопротивлениях источника, линии и приемника R_{Σ} определяются полным током I , то при заданной активной мощности $P_a = P_{cp}$ эти потери будут равны:

$$\Delta P = I^2 R_{\Sigma} = \left(\frac{P_a}{U} \right)^2 R_{\Sigma} \frac{1}{\cos^2 \varphi},$$

или

$$\Delta P = \Delta P_{пт} \frac{1}{\cos^2 \varphi},$$

т.е. в $1/\cos^2 \varphi$ раз превышать потери $\Delta P_{пт}$ при передаче той же мощности постоянным током, например, при $\cos \varphi \approx 0,7$ потери ΔP превышают $\Delta P_{пт}$ более чем вдвое. Поэтому $\cos \varphi$ как энергетическая характеристика электроприводов на переменном токе определяет эффективность потребления активной мощности. При симметричном режиме асинхронных и синхронных двигателей суммарная мощность трехфазного питания будет постоянна и равна $3UI \cos \varphi$. В этих условиях сумма мгновенных периодических составляющих $P_{\Sigma}(t)$ равна нулю, т.е. если по одной из фаз энергия отдается источнику с мощностью $P_{\Sigma}(t)$, то по двум другим в этот же момент существует поток энергии обратного направления той же мощности.

Если пока не затрагивать энергетические особенности вентильных электроприводов, можно заключить, что при выборе системы электропривода для механизмов непрерывного действия, работающих со стабильной нагрузкой на валу, удобной и достаточной оценкой энергетической эффективности электропривода являются значения КПД $\eta_{эл}$ и $\cos \varphi$ (последний в ряде случаев

именуют коэффициентом сдвига). Однако в большинстве случаев нагрузка электропривода в процессе его работы изменяется, соответственно меняются и значения $\eta_{\text{эп}}$ и $\cos \phi$, что существенно осложняет использование этих показателей. При этом для оценки энергетической эффективности возникает необходимость перехода от мгновенных значений КПД к его интегральным значениям за определенное время. Если нагрузка электропривода изменяется циклически или проектируется электропривод циклического действия (режимы S3-S8) естественной базой для определения энергетического показателя является время цикла $t_{\text{ц}}$.

При этом мы должны при определении КПД электропривода соотнести полезную работу, произведенную за время $t_{\text{ц}}$ механизмом, с энергией, потребленной за то же время электроприводом из сети:

$$\eta'_{\text{эп}} = \frac{A_{\text{поу}}}{W_{\text{сн}}} = \frac{\int_0^{t_{\text{ц}}} P_{\text{по}}(t) dt}{\int_0^{t_{\text{ц}}} P_{\text{сн}}(t) dt}. \quad (10.4)$$

Или, разбивая цикл на участки работы с постоянной нагрузкой

$$\eta'_{\text{эп}} = \frac{\sum_{i=1}^{i=n} P_{\text{по}i} \Delta t_i}{\sum_{i=1}^{i=n} P_{\text{сн}i} \Delta t_i}. \quad (10.5)$$

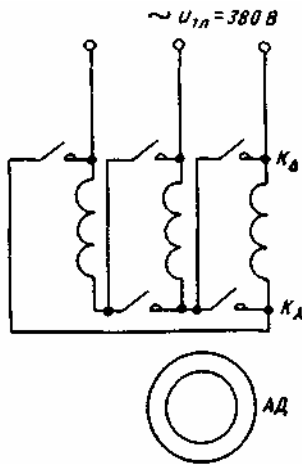


Рис 10.2 Схема переключения обмотки статора асинхронного двигателя с треугольника на звезду

Разделив числитель и знаменатель (10.5) на $t_{\text{ц}}$, получим средневзвешенное за цикл значение КПД

$$\eta_{\text{ср.п}} = P_{\text{по ср}} / P_{\text{сн ср}}, \quad (10.6)$$

которое может использоваться для оценки энергетической эффективности электроприводов, когда нагрузка имеет реактивный характер, а переходные процессы занимают незначительную долю времени цикла

Допустим, проектируется нерегулируемый электропривод режима S6 при ПН=25%. Выбран асинхронный короткозамкнутый двигатель с высоким номинальным КПД, причем выбран правильно, так что в период нагрузки двигатель загружен на 95% и $\eta = \eta_{\text{ном}}$, равно как и для всех остальных элементов электропривода. Однако потребление в течение 75% времени цикла мощности потерь холостого хода электропривода в соответствии с (10.6) существенно снизит оценку энергетической эффективности. Возникнут варианты электропривода, в которых ее удастся повысить. Например, рассматривая формулу потерь холостого хода электропривода с асинхронным короткозамкнутым двигателем (5.8) при $s \approx 0$, $\omega \approx \omega_{\text{ном}}$, $f_1 = f_{1\text{ном}}$, можно заключить, что потребление энергии при холостом ходе можно существенно снизить, уменьшив напряжение U_1 , так как $\Delta P_{\text{ст}} \sim \Phi_{\mu}^2$, а $\Phi_{\mu} \sim U_1$. Выберем двигатель серии 4А с линейным напряжением $U_{1\text{л.ном}} = 660$ В при соединении в звезду и предусмотрим его питание в проектируемом электроприводе от сети $U_{1\text{л.ном}} = 380$ В по схеме, показанной на рис.10.2. В этой схеме в периоды холостого хода за счет переключения обмотки статора с треугольника на звезду напряжение на фазах двигателя снижается в $\sqrt{3}$ раз, соответственно энергопотребление сокращается примерно в 3 раза, средневзвешенный КПД существенно увеличивается, достоверно свидетельствуя о повышении энергетической эффективности проектируемого электропривода в этом варианте.

Однако при существенном влиянии динамических нагрузок и активной статической нагрузки электропривода на одних участках цикла энергия направлена к механизму, а на других от механизма. Можно представить ситуацию, когда средняя за цикл полезная мощность может оказаться равной нулю и значение $\eta_{\text{ср.п}} = 0$ будет совершенно неверно оценивать энергетическую эффективность хорошей системы электропривода.

Пусть операция строительного башенного крана (рис.10.3) предполагает перемещение груза G из точки a в точку d . Предположим, что возможна траектория перемещения груза aed . Тогда полезная работа для механизма подъема определяется необходимым изменением потенциальной энергии $A_{\text{поц}} = W_{\text{п ad}} = G(ae)$. Смещение ed , реализуемое приводом передвижения крана, при пренебрежении сопротивлением воздуха не требует затрат энергии $W_{ed}=0$.

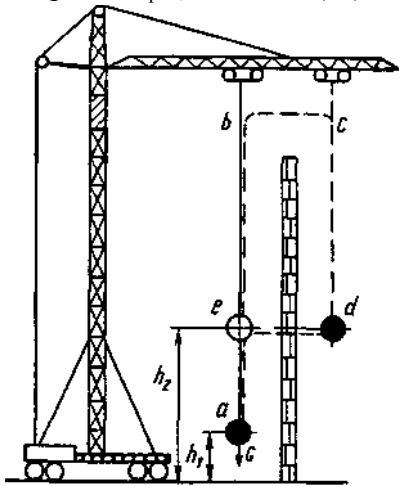


Рис 10.3 Пример различных технологических траекторий при выполнении полезной работы

Если в связи с наличием препятствия груз должен перемещаться по траектории $aebcd$, то полезная технологическая работа возрастает

$$A_{\text{поц}} = W_{ab} + W_{cd} = G(ab + cd). \quad (10.7)$$

Обратим внимание на то, что при движении по технологической траектории физическая работа сил, внешних по отношению к потенциальному полю силы тяжести осталась неизменной $W_{\text{физ}} = W_{ad} = G(ae)$. Определенная (10.7) технологическая работа при существенном влиянии динамических нагрузок может ощутимо отличаться от полной. Необходимо учесть, что для реализации технологического перемещения по той или иной траектории требуются пуски и торможения электропривода, т.е. совершение работы для соответствующих изменений кинетической энергии. Следовательно, при движении по кратчайшей траектории суммарная технологическая полезная работа составит:

$$A_{\text{поц}\Sigma} = G(ad) + 2 \frac{G}{g} \frac{v^2}{2},$$

где v - установившаяся скорость вертикального перемещения груза.

При наличии препятствия значение технологически полезной работы больше:

$$A_{\text{поц}\Sigma} = G(ab + cd) + 4 \frac{G}{g} \frac{v^2}{2}.$$

Полезная физическая работа, как уже было отмечено, не изменяется и в случае, когда $ab - cd$, принимает значение, равное нулю. В то же время потери энергии во втором варианте больше, как за счет удлинения перемещений, так и за счет увеличения числа пусков и торможений.

В связи с изложенным возникает необходимость получения более общего и достоверного показателя энергетической эффективности электропривода на основе уточнения и расширения представлений о полезной работе электропривода. Соотношение (10.4) учитывает физическую полезную работу на рабочем органе механизма, но не учитывает того, что с позиций технологии работа электропривода полезна как при подъеме, так и при спуске груза, как при увеличении кинетической энергии в движущихся массах (пуск) так и при ее снижении (торможение). Правильное понимание сути полезной работы - важнейший вопрос при оценке энергетической эффективности.

Введение понятия технологически полезной работы позволяет ввести обобщенный показатель энергетической эффективности электропривода:

$$\kappa = \frac{A_{\text{поц}\Sigma}}{A_{\text{поц}\Sigma} + \sum_{i=1}^n \Delta P_{\Sigma i} \Delta t_i}, \quad (10.8)$$

где $\Delta P_{\Sigma i}$ - суммарные потери в электроприводе на i -ом участке времени цикла;

$$A_{\text{поц}\Sigma} = \sum_{i=1}^n |P_{\text{поц}}| \Delta t_i + m W_k$$

- суммарная технологически полезная работа за время цикла;

$|P_{\text{поц}}|$ - модуль мощности нагрузки на рабочем органе механизма; W_k - изменение кинетической энергии при пусках и торможениях; m - число пусков и торможений в цикле.

Если полагать технологически полезную работу в проектируемом цикле заданной, исходя из определенной техническим заданием производительности механизма, то в соответствии с (10.8) наибольшему значению κ должны соответствовать наименьшие потери энергии за время цикла

$$\Delta W_{\Sigma n} = \sum_{i=1}^n \Delta P_{\Sigma i} \Delta t_i = \Delta W_{\Sigma n \min}.$$

Следовательно, основным путем энергосбережения является сокращение потерь энергии во всех элементах электропривода любыми доступными для реализации средствами. Предельным значением коэффициента эффективности η для системы электропривода с данными параметрами является его значение при наименьших возможных потерях $\Delta W_{\Sigma n \min}$, соответствующих выполнению заданной технологически полезной работы. Поскольку потери в энергетических процессах неизбежны, максимальные значения $\eta = \eta_{\max} < 1$.

Перейдем к анализу основных практических путей реализации установленной возможности энергосбережения средствами электропривода.

Первый путь - правильный выбор двигателей по мощности. Этот путь имеет особо важное значение для массовых электроприводов режима S1 с асинхронными короткозамкнутыми двигателями и в достаточной мере обоснован содержанием гл. 5.

Второй путь - использование специальных энергосберегающих двигателей (также при условии правильности выбора по мощности), в которых за счет увеличения массы активных материалов (стали и меди) повышены номинальные значения КПД и $\cos \phi$. Этот путь особенно важен для приводов, работающих непрерывно с практически постоянной нагрузкой, примером может служить текстильная модификация двигателей единой серии АТ, АОТ. В последние годы за рубежом, в частности, в США, на этом пути получают существенное повышение энергетической эффективности подобных электроприводов [8]. Однако целесообразность создания и применения энергосберегающих двигателей требует строгого технико-экономического обоснования, поскольку повышение номинальных КПД и $\cos \phi$ на несколько процентов достигается ценой увеличения массы стали на 30-35%, меди - на 20-25%, алюминия на 10-15%.

Третий путь - оптимизация электроприводов по критерию минимума потерь энергии или, что то же, максимума энергетической эффективности. В настоящее время развитие силовой преобразовательной техники и микроэлектроники уже создало необходимые предпосылки для решения подобных задач, а необходимость, как отмечено, возросла в связи с резким обострением энергетической проблемы. Учитывая важность этого пути для перспективы, остановимся на его рассмотрении несколько подробнее.

Нерегулируемый асинхронный электропривод является самым массовым потребителем энергии, поэтому даже небольшая экономия за счет снижения потерь в двигателе в масштабах всего парка эксплуатируемых в стране асинхронных двигателей может дать существенными эффект. Выше мы уже использовали для снижения потерь холостого хода простой, дешевый и эффективный способ снижения напряжения путем переключения обмоток фаз статора с треугольника на звезду (см. рис.10.2). Однако вполне вероятно, что применив непрерывное регулирование, можно было бы обеспечить дальнейшее снижение потерь, снизив напряжение до значения $U_{опт}$, при котором потери минимальны. В этом можно убедиться, рассмотрев представленные на рис.10.4 зависимости потерь, тока статора и мощности асинхронного двигателя типа 4А180М4 (30 кВт, $2p=6$) от напряжения питания (синусоидальной формы) при нагрузке на валу $M_c=0,2M_{ном}$. Здесь наглядно показано, что при непрерывном управлении напряжением U_1 можно обеспечить минимум потерь ΔP , либо минимум потребляемого тока I_1 , либо минимум потребления мощности P_c .

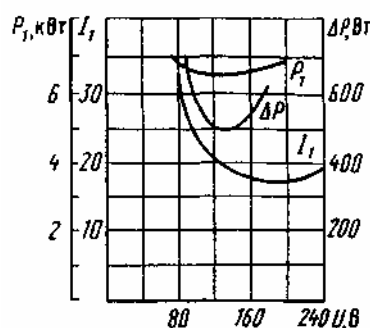


Рис 10.4. Зависимости тока статора, потребляемой активной мощности и потерь в асинхронном двигателе 4А180М4 от напряжения при частоте 50 Гц

Как для асинхронного двигателя, так и для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением при недогрузках возможна минимизация потерь благодаря тому, что потери на возбуждение, включая потери в стали, зависят от квадрата тока намагничивания и потока (5.8) и от квадрата тока возбуждения и потока (5.6) соответственно. С помощью соотношений, полученных в §5.2, для обоих типов машин в относительных единицах можно записать:

$$\Delta P_{\psi*} = k_{\psi*} I_{\psi*}^2; \quad (10.9)$$

$$\Delta P_{c*} = k_{\psi*} I_{\psi*}^2 + k_{\sigma*} f_*^{1.3} \Phi_*^2 + k_{M*} \omega_*. \quad (10.10)$$

$$\text{Здесь } I_* = I_2' / I_{2 \text{ ном}} \text{ или } I_* = I_{\text{я}} / I_{\text{я ном}}; \quad I_{\text{в}*} = I_{\mu} / I_{0 \text{ ном}} \text{ или } I_{\text{в}*} = I_{\text{в}} / I_{\text{в ном}}; \quad k_{\text{в}*} = \Delta P_{\text{в ном}} / \Delta P_{\Sigma \text{ ном}}; \quad k_{\text{ст}*} = \Delta P_{\text{ст ном}} / \Delta P_{\Sigma \text{ ном}}; \quad k_{\text{м}*} = \Delta P_{\text{м ном}} / \Delta P_{\Sigma \text{ ном}}; \quad k_{\text{м}*} = \Delta P_{\text{мех ном}} / \Delta P_{\Sigma \text{ ном}}$$

Связь между током нагрузки и моментом для двигателя постоянного тока

$$M = k \Phi I_{\text{я}},$$

для асинхронного двигателя

$$M = c \Phi_{\mu} I_2' \sin \varphi_2,$$

где φ_2 - угол между векторами I_2' и Φ_{μ} , при малых скольжениях $\varphi_2 = \pi/2$.

Поэтому в области недогрузки для того и другого двигателя можно записать

$$M_* = I_* \Phi_*,$$

а для асинхронного двигателя кроме того принять $\omega_0 = \omega$. При этом

$$\Delta P_{\text{в}*} = k_{\text{в}*} M_*^2 / \Phi_*^2; \quad (10.11)$$

$$\Delta P_{\Sigma*} = k_{\text{в}*} I_{\text{в}*}^2 + k_{\text{ст}*} \omega_*^{1,3} \Phi_*^2 + k_{\text{м}*} \omega_*. \quad (10.12)$$

При работе электропривода обычно задаются координаты механического движения M и ω , поэтому варьируемыми переменными, позволяющими изменять потери, являются лишь I_{μ} или $I_{\text{в}}$ и Φ_{μ} или Φ . Следовательно, управляющим воздействием является для асинхронного двигателя напряжение U_1 , а для двигателя постоянного тока напряжение возбуждения $U_{\text{в}}$. Если не учитывать насыщение ($I_{\text{в}*} = \Phi_*$), то поток, при котором потери минимальны, определяется из условия:

$$d\Delta P_{\Sigma*} / d\Phi_* = 0$$

или

$$d\Delta P_{\text{в}*} / d\Phi_* = -d\Delta P_{\Sigma*} / d\Phi_*. \quad (10.13)$$

Из (10.11)-(10.13) получаем

$$d\Delta P_{\text{в}*} / d\Phi_* = -2k_{\text{в}*} M_*^2 / \Phi_*^3; \quad (10.14)$$

$$d\Delta P_{\Sigma*} / d\Phi_* = 2\Phi_* (k_{\text{в}*} + k_{\text{ст}*} \omega_*^{1,3}) \quad (10.15)$$

При совместном решении (10.13)-(10.15) получаем значение потока, при котором потери в двигателе минимальны для заданных значений M_* и ω_*

$$\Phi_{\text{опт}*}^2 = M_* \sqrt{\frac{k_{\text{в}*}}{k_{\text{в}*} + k_{\text{ст}*} \omega_*^{1,3}}}. \quad (10.16)$$

Полные потери для оптимального потока получим из (10.11) и (10.12) при выполнении условия (10.16):

$$\Delta P_{\Sigma \text{ мин}*} = 2M_* \sqrt{k_{\text{в}*} (k_{\text{в}*} + k_{\text{ст}*} \omega_*^{1,3})} + k_{\text{м}*} \omega_*. \quad (10.17)$$

Потери при номинальном потоке определяются из (10.11) и (10.12) для $\Phi_* = 1$:

$$\Delta P_{\Sigma*} = M_*^2 k_{\text{в}*} + k_{\text{в}*} + k_{\text{ст}*} \omega_*^{1,3} + k_{\text{м}*} \omega_*; \quad (10.18)$$

С помощью (10.17) и (10.18) проанализируем, как изменяются потери в двигателе при различных нагрузках электропривода при $\omega_* = 1$ Для $M = M_{\text{ном}}$ ($M_* = 1$)

$$\Delta P_{\Sigma*} = k_{\text{в}*} + k_{\text{в}*} + k_{\text{ст}*} + k_{\text{м}*}; \quad (10.19)$$

$$\Delta P_{\Sigma \text{ мин}*} = 2\sqrt{k_{\text{в}*} (k_{\text{в}*} + k_{\text{ст}*})} + k_{\text{м}*}. \quad (10.20)$$

Эти потери отличаются незначительно, так как (10.19) соответствует номинальному режиму работы двигателя, который близок к оптимальному с потерями (10.20). При работе в режиме холостого хода ($M_* = 0$)

$$\Delta P_{\Sigma*} = k_{\text{в}*} + k_{\text{ст}*} + k_{\text{м}*},$$

$$\Delta P_{\Sigma \text{ мин}*} = k_{\text{м}*}$$

Таким образом, регулирование потока при переменной нагрузке и постоянной скорости электропривода позволяет уменьшить потери на величину не более $(k_{\text{в}*} + k_{\text{в}*} + k_{\text{ст}*})$, которая составляет 20%-50% от полных потерь в номинальном режиме.

При оптимизации электроприводов по критерию минимума потерь необходимо иметь в ви-

ду влияние реализуемого способа управления на другие технические показатели электропривода, которые при этом могут ухудшаться. В частности, регулирование потока ухудшает быстродействие электропривода, усложняет систему управления, увеличивает габариты электропривода, снижает его надежность и т. п. Как отмечено выше выбор рационального варианта должен обосновываться технико-экономически с учетом всех показателей.

10.3 Особенности энергетики вентильных электроприводов

Для регулируемых электроприводов наиболее общим и эффективным путем решения проблемы энергосбережения на данном этапе развития техники является использование вентильных преобразователей. При использовании современных силовых полупроводниковых приборов - тиристоров, транзисторов в различных исполнениях, КПД преобразователей впечатляюще велик. Так, для тиристорного преобразователя с m -фазной схемой выпрямления, в котором на интервале проводимости обтекаются током n последовательно включенных вентилей, его можно оценить с помощью соотношения:

$$\eta_{тп} = \eta_{т} \eta_{ув} = \eta_{т} \left(1 - \frac{n \Delta U_{в}}{U_{тпном}} \right), \quad (10.22)$$

где $\eta_{т}$ - КПД силового трансформатора, обеспечивающего потенциальную развязку силовых цепей электропривода и ограничение токов к.з. при пробоях тиристоров. В ряде случаев $\eta_{т}$ - это КПД токоограничивающего реактора (ТОР), устанавливаемого на входе преобразователя, если потенциальная развязка не требуется; $\Delta U_{в}$ - падение напряжения на вентиле; $U_{тпном}$ - номинальное выходное напряжение преобразователя.

Если с достаточным запасом принять $\Delta U_{в} = \Delta U_{в \max} = 2$ В, то для мостовой схемы преобразователя ($n=2$) при $U_1=380$ В и $U_{тпном}=440$ В КПД собственно управляемого выпрямителя составит

$$\eta_{ув} = 1 - 2 \cdot 2 / 440 \approx 0,99.$$

То же значение $\eta_{ув}$ получим и для преобразователя с нулевой схемой выпрямления: $n=1$, но при том же напряжении питания номинальное напряжение преобразователя в 2 раза меньше. Для трансформаторов мощностью 10-1000 кВт значения КПД лежат в пределах 0,95-0,98, следовательно

$$\eta_{тп} = (0,95 \div 0,98) \cdot 0,99 = 0,94 \div 0,97.$$

Уместно сопоставить с электромашинным преобразовательным агрегатом для системы Г-Д - его КПД при мощности 1000 кВт составит

$$\eta_{эмп} = \eta_{сд} \eta_{г} = 0,95 \cdot 0,95 = 0,9.$$

Таким образом, в этом случае замена системы Г-Д системой ТП-Д позволяет экономить около 7% потребляемой энергии и снизить потери в преобразовательном агрегате примерно в 3 раза. Это существенное повышение энергетической эффективности электропривода

Однако оценку энергетической эффективности вентильных электроприводов на основе учета потерь в преобразовательном агрегате необходимо дополнить оценкой негативных особенностей вентильных электроприводов, связанных с дискретным принципом преобразования и регулирования напряжения преобразователей. Эти особенности реализуются в двух главных направлениях - внутри электропривода в результате влияния формы токов и напряжений, формируемых преобразователем, на работу двигателя и в системе электроснабжения в результате влияния потребляемых преобразователем токов на работу питающей сети.

Именно здесь мы вплотную подступаем к анализу вопроса, требующего глубокого знания не только общих физических свойств электропривода, но и специфических особенностей применяемой конкретной техники управления электроприводами, что не согласуется с целями и содержанием курса «Теория электропривода» и вызывает понятные трудности. Поэтому мы здесь ограничимся укрупненным обзором состояния, перспектив развития и энергетических проблем вентильного электропривода в связи с выбором системы электропривода, опираясь на сведения о преобразовательной технике, полученные в предшествующих курсах.

Прежде всего, нам необходимо вспомнить, что современная преобразовательная техника развивается на базе трех типов силовых полупроводниковых приборов: силовых транзисторов и

запираемых тиристоров, на базе которых создаются полноуправляемые ключи (см. §7.2), и тиристоров с естественной коммутацией, которые открываются импульсом управления, а закрываются после прекращения протекания тока вследствие естественной коммутации. Совершенствование силовых транзисторов, увеличение их мощности в настоящее время определяет интенсивное развитие частотно-управляемых электроприводов переменного тока в диапазоне мощностей от 1 до 600 кВт, причем новые высоковольтные транзисторы, разработанные фирмой «Сименс», расширяют этот диапазон до нескольких мегаватт. Запираемые тиристоры используются в частотно-управляемых приводах большой мощности - от 1000 кВт и выше. Основу современной преобразовательной техники для широко применяемых электроприводов постоянного тока составляют тиристоры с естественной коммутацией, поэтому рассмотрению особенностей электроприводов с тиристорным управлением здесь уделим основное внимание. При естественной коммутации реализуется максимальная простота схемотехники, отсутствие перенапряжений, минимальные масса, габариты и стоимость преобразователей.

Напряжение и ток, формируемые преобразователем с естественной коммутацией для якоря двигателя постоянного тока или для фазы асинхронного двигателя в системе ПЧ-АД определяются пульсностью преобразователя m , углом регулирования α , ЭДС вращения в нагрузке e и индуктивностью силовой цепи двигателя L . Напряжение даже при формировании постоянного тока представляет собой периодическую несинусоидальную зависимость с периодом $\lambda = 2\pi/m$. Как следствие, ток, протекающие в нагрузке, содержит пульсации относительно заданного значения, которые возрастают при увеличении угла регулирования α . Если индуктивность силовой цепи невелика, пульсации тока значительны и при уменьшении его среднего значения ток становится прерывистым. Так, в системе НПЧ-АД при $m=3$ зона прерывистого тока соответствует изменению нагрузки двигателя и соответственно, тока статора в пределах от холостого хода до $(0,6 \div 0,8)I_{\text{ном}}$, а при $m=6$ она снижается и практически проявляется только на холостом ходу.

Какое же практическое влияние на энергетику электропривода оказывает это бегло рассмотренное явление? Полезную работу электропривода определяет средний момент, т.е. средний ток двигателя постоянного тока или первая гармоника тока двигателя переменного тока. Пульсации тока при данном требуемом моменте создают дополнительные потери в сопротивлениях якорной цепи, вызывают дополнительный нагрев двигателя, поэтому должны ограничиваться на допустимом уровне. Режим прерывистого тока и момента двигателя для быстродействующих приводов с прецизионным регулированием скорости может вызывать недопустимую неравномерность движения механизма. В том и другом случае снизить пульсации тока и ограничить зону прерывистого тока можно либо введением сглаживающего реактора, либо выбором тиристорного преобразователя большей пульсно-сти. Сглаживающий реактор - простое и дешевое решение, но добавляются потери в его обмотке; преобразователь с большим m хорош, но сложен и дорог. Требуется строгий технический и технико-экономический анализ вариантов. При этом, если речь идет о проектировании системы НПЧ-АД, необходимо учитывать, что введение сглаживающего реактора в каждую фазу двигателя в номинальном режиме может потребовать увеличения номинального напряжения преобразователя и другие аналогичные сопутствующие эффекты.

Однако необходимо признать, что для электроприводов средней и большой мощности главные энергетические проблемы лежат в сфере взаимодействия электропривода с питающей сетью и во многих случаях на выбор системы электропривода оказывает решающее влияние ее показатели качества энергопотребления. Дискретный фазо-импульсный принцип управления тиристорными преобразователями, несинусоидальность напряжения и тока нагрузки вызывают сдвиг потребляемого из сети тока и искажения его формы. Если каким-либо путем определить (например, измерить) потребляемую из сети активную мощность P , действующие значения потребляемого из сети тока I_1 и напряжения сети U_1 можно проанализировать составляющие энергопотребления вентильного электропривода.

Полная мощность (максимальная активная мощность, которую потреблял бы электропривод при данных U_1 и I_1 если бы не было сдвига и искажений):

$$S = \sqrt{3} U_1 I_1. \quad (10.23)$$

Активная мощность представляет собой среднее значение мгновенной мощности за цикл:

$$P = \frac{\sqrt{3}}{T_0} \int_0^{T_0} u_1 i_1 dt = \sqrt{3} U_1 I_{1a}. \quad (10.24)$$

где u_1 и i_1 - мгновенные значения напряжения и тока.

Полная реактивная мощность, обусловленная наличием сдвига и высших гармоник тока:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2}. \quad (10.25)$$

Реактивная мощность сдвига

$$Q = \sqrt{D^2 - T^2},$$

где T - реактивная мощность искажения, обусловленная взаимодействием источника ЭДС сети с высшими гармониками тока. К сожалению, по известным значениям P , U_1 и I_1 определить порознь составляющие полной реактивной мощности не удастся. Для преобразователя постоянного тока (в том числе и в схеме преобразователя частоты со звеном постоянного тока) можно оценить угол сдвига первой гармоники тока относительно напряжения

$$\varphi_1 = \alpha + \gamma/2, \quad (10.26)$$

где α - угол регулирования; γ - угол коммутации вентилей.

Если принять напряжение синусоидальным, реактивная мощность сдвига определяется только первой гармоникой тока. При этом

$$Q = P \operatorname{tg} \varphi_1. \quad (10.27)$$

Следовательно

$$T = \sqrt{D^2 - Q^2}. \quad (10.28)$$

При необходимости по известной активной мощности в соответствии с (10.24) можно определить активную составляющую основной гармоники тока

$$I_{1a} = P / (\sqrt{3} U_1), \quad (10.29)$$

а далее эффективное значение основной гармоники тока

$$I_{1(1)} = I_{1a} / \cos \varphi_1. \quad (10.30)$$

При несимметричной нагрузке фаз возникает дополнительная составляющая реактивной мощности - мощность несимметрии, которую мы, полагая преобразователь симметричным, не учитываем.

Рассмотренные составляющие позволяют дать определение соответствующих коэффициентов, характеризующих качество энергопотребления. Коэффициент мощности:

$$k_m = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}. \quad (10.31)$$

Коэффициент сдвига характеризует соотношение между активной мощностью и реактивной мощностью сдвига:

$$k_c = \sqrt{\frac{P^2}{P^2 + Q^2}} = \cos \varphi_1. \quad (10.32)$$

Коэффициент искажений

$$k_u = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\sqrt{P^2 + Q^2 + T^2}}. \quad (10.33)$$

Для рассматриваемых симметричных преобразователей его можно определить отношением основной гармоники сетевого тока к его действующему значению

$$k_u = I_{1(1)} / I_1. \quad (10.34)$$

Коэффициент мощности характеризует эффективность энергопотребления электропривода - степень использования полной мощности, загружающей сеть, и может быть выражен через составляющие энергетические коэффициенты

$$k_m = k_c k_u, \quad (10.35)$$

а при наличии несимметрии энергопотребления по фазам

$$k_m = k_c k_n k_h, \quad (10.36)$$

где $k_h = \sqrt{(P^2 + Q^2 + T^2)}/S^2$ - коэффициент несимметрии.

Таким образом, вентильные преобразователи отрицательно влияют на работу питающей сети. При низких значениях коэффициента мощности электропривод загружает сеть реактивным током основной гармоники, несущей активную мощность электроприводу, и наполняет сеть циркулирующей токов высших гармоник. Эти реактивные токи, протекая по сопротивлениям питающей сети вызывают дополнительные потери активной мощности, а высшие гармоники тока при увеличении числа и мощности вентильных электроприводов способны вызывать недопустимые искажения напряжения сети, нарушающие нормальную работу других потребителей. При переходе к массовому использованию в промышленности вентильных электроприводов в сфере электроснабжения возникли и другие проблемы, в частности, обусловленные высшими гармониками тока резонансные явления в батареях конденсаторов, ранее успешно использовавшихся для компенсации реактивной мощности. В результате резонанса увеличился выход из строя конденсаторов. Это потребовало перехода к использованию фильтро-компенсирующих устройств, каждая цепь которых содержит последовательное соединение батарей конденсаторов и индуктивности с настройкой данной цепи фильтра на определенную наиболее существенную высшую гармонику тока.

Прежде чем перейти к обзору основных путей улучшения качества энергопотребления вентильных электроприводов на стадии проектирования, необходимо обсудить проблему выбора системы регулируемого электропривода в более широком плане. Допустим, осуществляется выбор системы для мощного электропривода постоянного тока из двух вариантов - применяемая на механизме, но «устаревшая» система Г-Д (рис.10.5,а) и намечаемая к использованию современная система ТП-Д (рис.10.5,б).

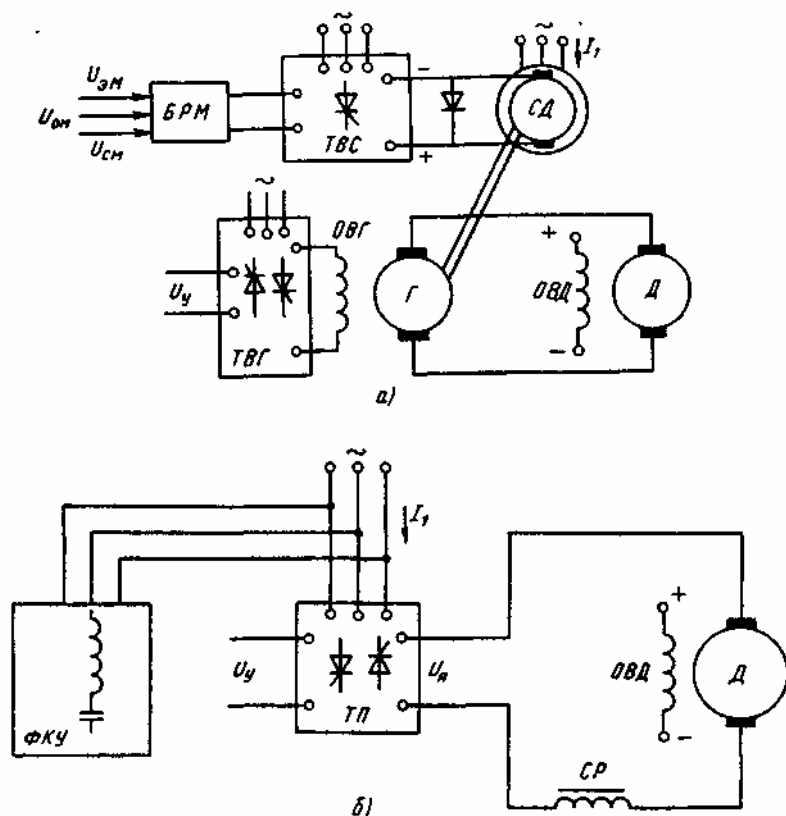


Рис 10.5 К сравнению систем Г-Д и ТП-Д

Обсудим исходный вариант системы. С давних пор до настоящего времени для возбуждения генераторов используются силовые реверсивные магнитные усилители - устройства простые, надежные, но несовершенные. Низкий КПД (около 35%), большие габариты, низкое быстродействие, невысокий коэффициент усиления и ряд других недостатков не позволяют реализовать требуемое быстродействие привода, реальный коэффициент форсирования процессов возбуждения генератора $\alpha_{\phi \max} \leq 2$. В последние годы они снимаются с производства, поэтому в заменяемой системе в качестве возбудителя генератора Г мы уже использовали реверсивный тиристорный преобразователь ТВГ и обмотку возбуждения синхронного двигателя, которая раньше подключалась к нерегулируемому источнику, обеспечили для целей автоматического регули-

рования нереверсивным тиристорным возбудителем ТВС. Выбор коэффициента форсирования $\alpha_{\phi} < 10$ и применение микроэлектроники в системе управления обеспечивает быстродействие и точность системы Г-Д на уровне, не уступающем системе ТП-Д. При этом система ТП-Д привлекает нас высоким КПД, лучшими массогабаритными показателями, лучшей технологичностью и меньшей потребностью дефицитных меди и электротехнической стали. Однако вызывает беспокойство качество энергопотребления, которое в сравниваемых системах можно оценить с

помощью графиков, приведенных на рис.10.6.

Здесь для одного пуска в цикле работы проектируемого электропривода построены зависимости $i_a(t)$, $\omega(t)$, $I_1(t)$, $P(t)$. Кривые имеют качественный характер, но правильно и наглядно демонстрируют разницу энергопотребления в сравниваемых системах. Зависимости $\omega(t)$ и $i_a(t)$ одинаковы, зависимости активной мощности близки, отличаются только уровнем мощности потерь в соотношениях

$$P = c I_{a.n} \omega + \Delta P_{\Sigma n} \text{ (пуск);}$$

$$P = c I_c \omega + \Delta P_{\Sigma c} \text{ (} M = M_c \text{),}$$

где $\Delta P_{\Sigma n}$, $\Delta P_{\Sigma c}$ - суммарные потери в системе электропривода соответственно при пуске и в установившемся режиме.

В системе Г-Д за счет введения автоматического регулирования тока возбуждения синхронного двигателя обеспечено отсутствие реактивной мощности: $Q=0$. В системе ТП-Д в начале пуска имеет место значительный наброс реактивной мощности, который на практике зачастую превышает в 3-4 раза мощность привода и далее снижается до значения, соответствующего статическому режиму. Потребление из сети тока I_1 по характеру совпадает с изменениями I_a , в то время как в системе Г-Д I_1 совпадает по характеру с изменениями потребляемой активной мощности, так как $\cos \phi_1 = 1$. Если осуществляется пуск до малой скорости ω' , то в системе Г-Д он

происходит, как показано на рисунке, с малым увеличением тока I_1 за время пуска и с малым током I_1 в статике, а в системе ТП-Д бросок потребляемого тока повторит бросок тока якоря I_a , и в статике ток останется тем же, что и при полной скорости $\omega_{ном}$.

Остается учесть, что тиристорный преобразователь потребляет из сети несинусоидальный ток, который кроме основной гармоники содержит ряд гармоник с номерами

$$n = km + 1, \quad (10.37)$$

где $k=1,2,3\dots$; m - пульсность преобразователя.

Зная действующее значение основной гармоники, приближенно определяем действующее значение n -ой гармоники:

$$I_n \approx I_1 / n. \quad (10.38)$$

Для трехфазного мостового преобразователя при симметричном, управлении $m = 6$ характерен следующий спектр гармоник: $n=5,7,11,13\dots$. Если воспользоваться оценкой (10.38) 5-я гармоника тока составляет 20% основной, т.е. весьма значительна.

Если преобразователь имеет мощность, соизмеримую с мощностью питающей сети, вентильный преобразователь вызовет недопустимые искажения напряжения сети, поэтому, как показано на рис.10.5,б, в схему придется ввести фильтро-компенсирующее устройство ФКУ, настроенное на 5-ю и 7-ю гармоники. Так как потребление реактивной мощности в цикле работы изменяется в широких пределах, то устройство должно быть автоматически регулируемым, а его мощность достаточна для компенсации максимального наброса реактивной мощности. Таким образом, добавляется еще один тиристорный преобразователь (или коммутатор) мощность которого иногда превышает в 2-4 раза мощность основного преобразователя.

Какой вариант выбрать - далеко не ясно. Если электропривод мощный, представляется разумным не порождать энергетических проблем, оставить модернизированную систему Г-Д, использовать мощный синхронный двигатель генератора в возможных пределах в качестве источ-

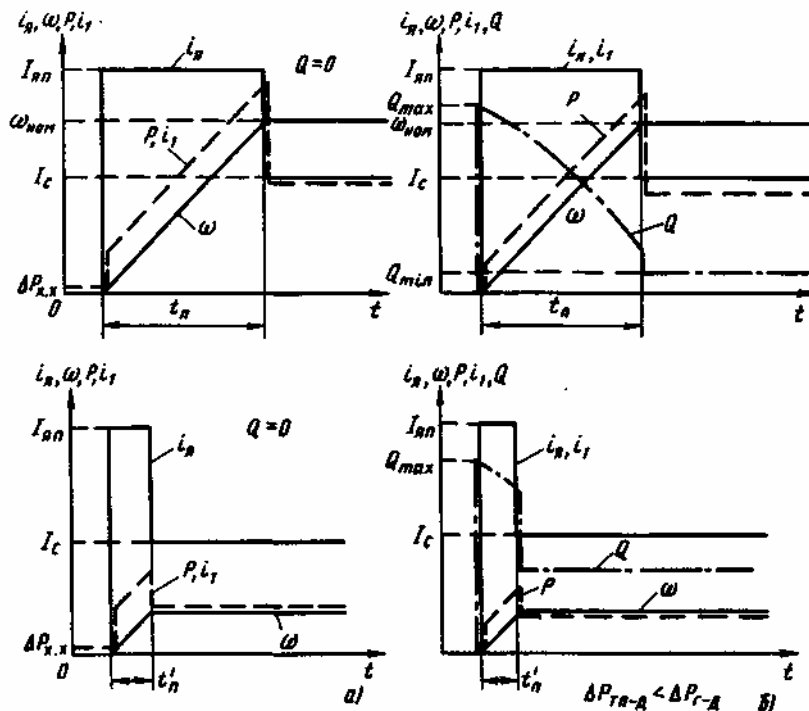


Рис. 10.6. Энергопотребление в процессе пуска электропривода:
а — система Г-Д; б — система ТП-Д

ника опережающей реактивной мощности для уменьшения отрицательного влияния на сеть других, менее мощных, вентильных электроприводов, получающих питание от той же сети. Если проектируется электропривод средней мощности, при которой КПД системы Г-Д снижается, а воздействие системы ТП-Д на сеть несоизмеримо большей мощности несущественно, технические преимущества на стороне системы ТП-Д.

Если выбор остановлен на системе ТП-Д, можно предпринять усилия для улучшения ее технико-экономической эффективности за счет уменьшения требуемой мощности регулируемого ФКУ. В двухмостовом преобразователе с естественной коммутацией снижение потребления реактивной мощности сдвига можно обеспечить, например, поочередным управлением мостами.

Применив аналогичный преобразователь с искусственной коммутацией вентилей, можно практически полностью исключить реактивную мощность сдвига и ограничиться установкой нерегулируемого фильтра наиболее существенных гармоник тока. К сожалению, в каждом из этих вариантов при попытках использования выявляются недостатки, затрудняющие практическую реализацию.

Рассмотренный пример свидетельствует о сложности проблемы выбора системы электропривода и выявляет основные пути повышения качества энергопотребления электропривода:

1. Выбор системы электропривода с лучшими характеристиками качества энергопотребления;
2. Введение в состав мощных тиристорных электроприводов регулируемых ФКУ;
3. Использование несимметричных законов фазо-импульсного управления тиристорными преобразователями, обеспечивающих снижение набросов реактивной мощности;
4. Использование тиристорных преобразователей с искусственной коммутацией в сочетании с нерегулируемыми фильтрами высших гармоник тока.

Первый путь является главным, поэтому требует дополнительного рассмотрения применительно к выбору регулируемых электроприводов переменного тока. Здесь больше, чем на постоянном токе, вариантов - система ТРИ-АД, каскадные вентильные асинхронные электроприводы, система ПЧ-АД и др. Адекватной системе ТП-Д по техническим возможностям является система ПЧ-АД, поэтому ограничимся рассмотрением особенностей этой системы в вариантах системы НПЧ-АД, системы ПЧ(ШИМ)-АД, а также системы ПЧ(АИН)-АД с искусственной коммутацией вентилей мостового инвертора.

Из перечисленных систем электропривода переменного тока с частотным управлением лучшими характеристиками энергопотребления обладают преобразователи частоты ω звеном постоянного тока, если входной выпрямитель является неуправляемым. При этом инвертор формирует напряжения и токи фаз двигателя по принципу широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с высокой точностью. При несущей частоте ШИМ $2 \div 10$ кГц пульсации тока двигателя пренебрежимо малы, дополнительных потерь практически не вызывают, чем обеспечиваются благоприятные условия работы двигателя. Неуправляемый выпрямитель не оказывает отрицательного влияния на работу питающей сети - реактивная мощность сдвига, обусловленная только процессами коммутации токов, пренебрежимо мала, а искажения потребляемого тока незначительны, поэтому k_M близок к единице.

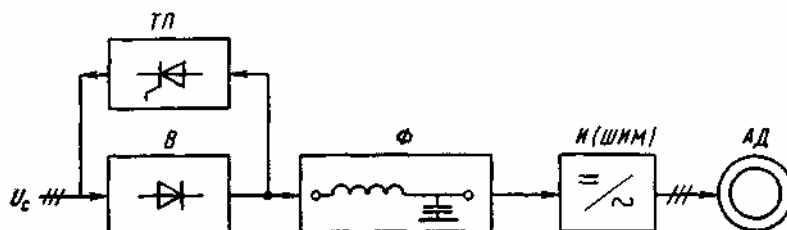


Рис.10.7. Схема системы ПЧ(ШИМ)-АД с неуправляемым выпрямителем на входе

В связи с этим интенсивное развитие частотно-управляемых электроприводов переменного тока, характерное для второй половины 80-х годов, шло в первую очередь за счет подобных электроприводов, функциональная схема энергетического канала которых представлена на рис 10.7. Выпрямленное неуправляемым выпрямителем В напряжение сглаживается индуктивно-емкостным или емкостным фильтром Ф и подается на инвертор И. По заданиям информационной части системы управления инвертор формирует синусоидальные фазные напряжения (АИН)

или токи (АИТ) переменной частоты и амплитуды для асинхронного двигателя АД.

Этот лучший по качеству энергопотребления вариант частотно-управляемого асинхронного электропривода имеет серьезный технический недостаток - силовой канал электропривода вследствие неуправляемости выпрямителя В способен лишь потреблять энергию из сети и не может ее в сеть возвращать. В тормозных режимах привода вырабатываемая двигателем энергия поступает в фильтр, увеличивает напряжение на его конденсаторах и выпрямитель запирается. Чтобы защитить конденсатор и всю схему привода от перенапряжений можно либо отключить инвертор, либо подключить параллельно конденсатору фильтра резистор В последнем случае тормозной режим реализуется, но энергетически неэффективно.

Как следствие, область рационального применения этой привлекательной системы ограничена регулируемыми неререверсивными электроприводами механизмов непрерывного действия - насосы, вентиляторы, воздуховки, бумагоделательные машины, лесопильные рамы, транспортеры и т.п. В мировой практике известны примеры использования таких электроприводов для мощных регулируемых реверсивных электроприводов с активной нагрузкой, но опыт показывает, что энергетическая эффективность системы в этих условиях недопустимо низка и электропривод переменного тока оказывается неконкурентоспособным по отношению к системам Г-Д или ТП-Д. В подобных случаях либо заменяют неуправляемый выпрямитель тиристорным преобразователем, либо вводят в схему для рекуперации ведомый сетью инвертор - ТП, работающий при постоянной противо-ЭДС ($\alpha_i = \text{const}$), как показано на рис.10.7 Однако качество энергопотребления при этом соответственно снижается.

Худшими из всех перечисленных выше систем ПЧ-АД показателями качества энергопотребления обладает система НПЧ-АД, хотя благодаря одной ступени преобразования энергии ее КПД на несколько процентов выше, чем у остальных. Принципиальная схема силовых цепей системы НПЧ-АД показана на рис.10.8 Рассматривая ее, можно установить, что фазные напряжения двигателя или фазные токи формируются с помощью равного числа фаз двигателя числа реверсивных тиристорных преобразователей ТП1, ТП2 и ТП3, каждый из которых работает либо в режиме источника напряжения, либо в режиме источника тока, в зависимости от принятого способа управления двигателем. Заданные значения u_{3A} , u_{3B} , u_{3C} напряжения (тока) формируются системой управления и воспроизводятся на выходе в виде напряжений (токов) фаз с определенной точностью и качеством, зависящим от пульсности тиристорных преобразователей.

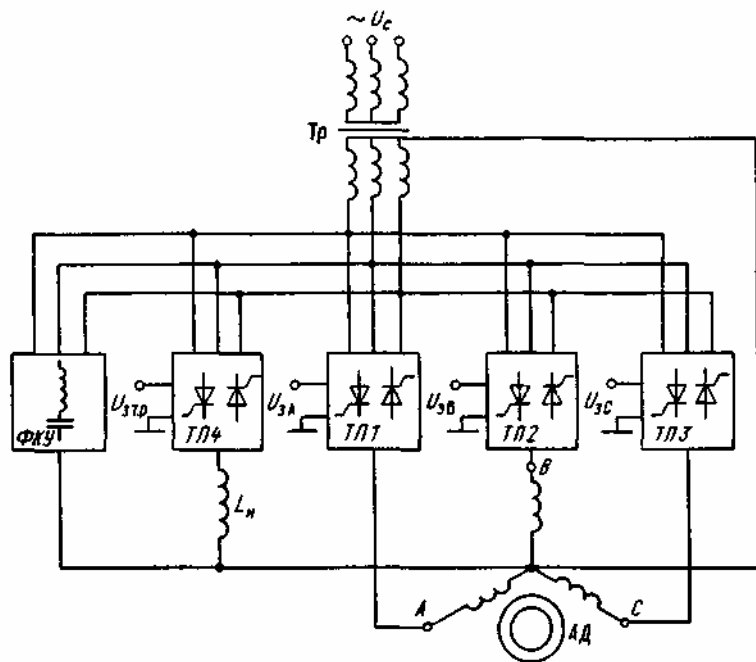


Рис 10 8 Система НПЧ-ПД

$p=1, 2, 3$, $f_{вх}$, $f_{вых}$ - входная и выходная частоты НПЧ

Эти особенности, а также ограничение максимальной частоты НПЧ условием $f_{вых} < f_{вх}$ справедливо относятся в литературе к числу недостатков системы НПЧ-АД. Однако, эта система успешно используется для мощных электроприводов и в перспективе можно ожидать расширения

Рассматривая схему, можно заключить, что при управлении электроприводом в области частот, близких к нулю, энергетические характеристики системы НПЧ-АД подобны характеристикам системы ТП-Д.

Разница лишь в том, что система НПЧ-АД при холостом ходе ($M^*=0$) постоянно потребляет из сети реактивную мощность на намагничивание двигателя Q_{μ}^* , а в системе ТП-Д при $M^*=0$ $Q^*=0$. С увеличением выходной частоты преобразователя растет влияние изменений угла регулирования с периодом выходной частоты, соответственно ряд гармоник (10.37) видоизменяется:

$$f_{вг} = (mk \pm 1)f_{вх} \pm m_{дв} n f_{вых}, \quad (10.37)$$

где $m_{дв}$ - число фаз двигателя, k и

ее области применения в сторону меньших мощностей. Этому должны способствовать усилия ученых, направленные на создание серийных двухфазных асинхронных двигателей, для которых НПЧ наиболее прост и менее дорог, чем для трехфазных двигателей.

Однако во всех случаях применения НПЧ проблема улучшения энергопотребления должна решаться введением регулируемых ФКУ, рассчитанных на фильтрацию главных искажающих гармоник. На рис.10.8 задача решена установкой нерегулируемого ФКУ совместно с дополнительным преобразователем. Преобразователь ТП4 работает на индуктивность L_H , и потребляет регулируемую индуктивную мощность на уровне избыточной емкостной мощности ФКУ в каждый момент времени. Таким образом обеспечивается циркуляция полной реактивной мощности внутри электропривода и проблема качества энергопотребления решается.

10.4. Надежность регулируемого электропривода

На всех этапах проектирования должны учитываться важнейшие эксплуатационные требования простоты наладки, удобства эксплуатации и надежности работы электропривода. В ряду этих требований надежность занимает главное место, так как непосредственно определяет производительность приводимой в движение рабочей машины. Электропривод в простейших нерегулируемых вариантах представляет собой многокомпонентное техническое устройство, в состав которого кроме двигателя входят автоматические выключатели, контакторы, командоаппараты, реле автоматики, защиты и т.п. Каждый из элементов обладает определенной конечной надежностью и при тех или иных повреждениях (нарушения работы контактов вследствие окисления, обрывы проводников, замыкания и т.п.) способен нарушить нормальную работу электропривода, т.е. вызвать отказ в его работе и простой технологического оборудования на время его устранения. Вероятность отказов тем выше, чем больше в электроприводе элементов, контактов, соединений, поэтому требование повышения надежности, естественно реализуется в стремлении максимально упростить схему электропривода, минимизировать при заданных технических требованиях число элементов, снизить конструктивными мерами вероятность обрывов и замыканий в соединениях элементов и т.п. На этих принципах в 60-х годах на базе магнитных усилителей были созданы высоконадежные регулируемые электроприводы по системе Г-Д, которые лишь в последние годы стали вытесняться более совершенными тиристорными и транзисторными электроприводами.

Однако, переход к современной полупроводниковой технике и микроэлектронике, начатый у нас в стране свыше 20 лет назад, все еще идет с трудностями, в основе которых лежит проблема обеспечения надежности, достаточной для практической реализации всех технических преимуществ новой дорогостоящей техники в повышении производительности машин. На смену магнитным усилителям пришла принципиально иная техника - с импульсными способами управления, микроэлектроникой, с несоизмеримо большим числом элементов, с иной технологией изготовления, с иными требованиями к квалификации обслуживающего персонала и т.п. Как следствие, проблема надежности современных регулируемых электроприводов существенно обострилась, осложнилось прогнозирование ее в процессе проектирования - возникли ситуации, когда новые электроприводы обладают низкой надежностью и вызывают справедливые нарекания эксплуатации. Соответственно, возросла роль теории надежности в процессах создания новых электроприводов, являющейся базой как для предварительных расчетных оценок показателей надежности, так и для статистических оценок ее показателей на основе опыта эксплуатации [16].

Нетрудно представить себе, что процессы нарушения нормального функционирования электрических машин, контактных аппаратов, разъемных и неразъемных монтажных соединений, электронных комплектующих и других элементов автоматизированного электропривода являются случайными процессами. Поэтому предопределение надежности электропривода на стадии проектирования может базироваться только на информации о надежности каждого элемента, полученной экспериментальным путем. Экспериментальные исследования предусматривают наблюдение за работой представительных групп однотипных элементов в течение длительного времени, сбор статистической информации о возникающих нарушениях, ее обработку в целях получения достоверных вероятностных оценок параметров наблюдаемого случайного процесса. Уже накопленная таким путем информация о показателях надежности различных элементов

служит основой для оценок надежности проектируемых электроприводов, выбора элементов, схмотехнических и конструктивных решений, обеспечивающих ее повышение. Однако окончательное представление о надежности созданного электропривода дают статистические данные, получаемые в процессе эксплуатации опытных партий. Определение характеристик надежности, их вероятностных законов распределения, методы обработки статистической информации об отказах, ремонтах, простоях оборудования в эксплуатации и предопределения надежности сложных многокомпонентных технических систем на стадии проектирования составляют содержание теории надежности.

В соответствии с задачами данной главы здесь необходимо, не углубляясь в вопросы теории надежности, рассмотреть основные показатели надежности электропривода, их статистические оценки, а также отметить главные пути повышения надежности вентильных электроприводов. Оценки надежности базируются на анализе трех главных свойств электропривода как технического устройства: безотказности, восстанавливаемости и ремонтпригодности. Рассмотрим эти свойства, обозначая термином работоспособность состояние электропривода или его элемента, при котором электропривод способен выполнять заданные функции при технических показателях, соответствующих нормативно-технической документации, а нарушение работоспособности - уже упоминавшимся термином отказ.

Безотказность - это свойство электропривода или его элемента сохранять работоспособность в течение некоторого времени работы (наработки). Электропривод представляет собой систему, состоящую из множества элементов, которые можно разделить на основные элементы, отказ любого из которых приводит к отказу электропривода (соединение таких элементов в системе в теории надежности называют логически последовательным или основным) и дополнительных элементов, в том или ином варианте используемых в качестве резервных. Основными показателями безотказности элементов являются вероятность безотказной работы, интенсивность отказов и средняя наработка до отказа.

Вероятность безотказной работы $R(T_3)$ представляет собой вероятность того, что в пределах заданной наработки T_3 отказ элемента не возникает. Статистическая оценка этого показателя

$$R^*(T_3) = (N - m)/N, \quad (10.40)$$

где N - число наблюдаемых элементов, работоспособных с начала наблюдения; m - число отказавших элементов за время T_3 .

Интенсивность отказов $\lambda(t)$ представляет собой плотность условной вероятности отказа элемента при условии, что до момента времени t отказ не возник. Статистическая оценка этого показателя

$$\lambda^*(t) = \frac{n(\Delta t)}{N_i \Delta t}, \quad (10.41)$$

где $n(\Delta t)$ - число отказов элементов за время Δt ; N_i - число элементов, работоспособных к моменту времени t .

Средняя наработка на отказ $T_{ср}$ представляет собой математическое ожидание наработки элемента до первого отказа. При рекомендуемой на практике для электропривода модели распределений времени безотказной работы элементов в виде экспоненциального распределения [16] параметр потока отказов электропривода, содержащего N основных элементов, численно равен сумме интенсивностей отказов элементов

$$\Lambda = \sum_{i=1}^{i=N} \lambda_i, \quad (10.42)$$

Однако для оценки надежности электропривода в целом необходимо учесть свойства восстанавливаемости и ремонтпригодности.

Восстанавливаемость и ремонтпригодность - это взаимосвязанные свойства электропривода и входящих в него элементов, определяющие время восстановления работоспособности электропривода при отказах. Под восстанавливаемостью понимают возможность восстановления работоспособности за счет ремонта в составе установки. Ремонтпригодность определяет приспособленность устройства к обнаружению и устранению повреждений, вызвавших отказ, условия восстановления его работоспособности путем ремонта. Соответственно различают: устрой-

ства невосстанавливаемые неремонтируемые (например, микросхемы операционного усилителя, силовой модуль, состоящий из двух тири-сторов на изоляционной подложке и т.п.), устройства невосстанавливаемые в эксплуатации электропривода, но ремонтируемые в стационарных условиях (например, двигатели, трансформаторы, электронные блоки и другие элементы, заменяемые при отказах резервными) и устройства, подлежащие при отказах ремонту на месте установки в условиях простоя механизма (например, тиристорные преобразователи соответствующей конструкции).

Электропривод в целом является восстанавливаемой системой, т.е. ремонтируемой, естественно, в условиях простоя технической установки, и время ремонта определяется временем восстановления работоспособности отказавшего элемента. Наименьшее время восстановления электронных устройств обеспечивается использованием невосстанавливаемых блоков, заменяемых резервными и затем ремонтируемыми в стационарных условиях. Наибольшее время восстановления характерно для электронных блоков и устройств, рассчитанных на ремонт на месте установки в электроприводе.

Оценка надежности электропривода как восстанавливаемой системы производится с помощью трех показателей: параметр потока отказов $\Delta(t)$, наработка на отказ t_n , среднее время восстановления работоспособности τ_v .

Параметр потока отказов $\Delta(t)$ есть плотность вероятности отказа восстанавливаемого устройства, определяемая для момента времени t . Его статистическая оценка:

$$\Delta^*(t) = \frac{n'(\Delta t)}{N_n \Delta t}, \quad (10.43)$$

где $n'(\Delta t)$ - число отказов с учетом возникших после восстановлений за время Δt ; N_n - число наблюдаемых устройств. Нарботка на отказ (в установившемся режиме)

$$\bar{t}_n = \frac{1}{\Delta^*(t)} = \frac{N_n \Delta t}{n'(\Delta t)}. \quad (10.44)$$

Среднее время восстановления электропривода определяется через средние времена восстановления τ_{vi} входящих в электропривод элементов с учетом вероятности их отказов. При экспоненциальном законе распределения времени между отказами элементов

$$\bar{\tau}_v = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\lambda_i}{\Lambda} \right) \bar{\tau}_{vi}. \quad (10.45)$$

Следует учесть, что (10.45) дает значение лишь части среднего времени восстановления, определяемой только свойствами электропривода и не учитывает реальных условий его эксплуатации. Диапазон условий, в которых эксплуатируется электропривод, весьма широк - от металлургического производства, где электроприводы постоянно обслуживаются дежурным высококвалифицированным электротехническим персоналом, до небольшого строительного карьера, где квалифицированных электриков нет и для восстановления электропривода требуется вызов специалистов из удаленных на сотни километров пунктов обслуживания. В том и другом случае есть дополнительные затраты времени на вызов и ожидание прибытия ремонтного персонала, поэтому в общем случае

$$\bar{\tau}_{v\Sigma} = \bar{\tau}_0 + \bar{\tau}_v, \quad (10.46)$$

где τ_0 - оценка среднего значения дополнительных затрат времени в конкретных условиях эксплуатации. Оценка $\tau_{v\Sigma}$ определяет время простоя машин Δt_m при отказах электропривода в конкретных условиях эксплуатации: $\Delta t_m = \tau_{v\Sigma}$. Если имеются статистические данные о простоях конкретного механизма по вине электропривода, оценку $\tau_{v\Sigma}$ можно получить с помощью соотношения

$$\bar{\tau}_{v\Sigma} = \frac{1}{n'(\Delta t)} \sum_{i=1}^n \Delta t_{mi}, \quad (10.47)$$

где $n'(\Delta t)$ - число отказов электропривода за время наблюдения Δt ; Δt_{mi} - зафиксированное при i -ом отказе время простоя механизма.

Одним из очевидных путей повышения надежности электропривода является выбор элементов электропривода с максимальным показателем безотказности. Однако анализ изложенных

понятий и оценок показателей надежности позволяет выявить другой эффективный путь повышения безотказности работы современных регулируемых электроприводов. Выше было отмечено, что повышение вероятности отказов в таких электроприводах определяется вероятностью отказов многокомпонентной полупроводниковой преобразовательной техники и электроники. Надежность последних определяется главным образом надежностью элементной базы - электронных комплектующих, которая в меру возможностей отечественного производства у нас в стране в несколько раз ниже, чем за рубежом и для существенного повышения ее потребуется время. Возникает острый вопрос - можно ли при этих условиях создавать современные регулируемые электроприводы отечественного производства, не уступающие по надежности зарубежным? Ответ однозначен - да, возможно за счет использования всех способов сокращения времени восстановления работоспособности электропривода, вытекающих из вышеизложенного.

Действительно, если, например, тиристорный преобразователь и регуляторы выполнены в виде единого компактного блока и обеспечена возможность оперативной безналадочной замены блока при отказе предусмотренным для этой цели резервным, то время восстановления работоспособности электропривода при отказах электроники может быть снижено в принципе до любого достаточно малого значения. В то же время известно, что для конкретных технологических установок можно указать допустимое время простоя $\Delta t_{\text{доп}}$, вызванное отказом электропривода, которое практически не влияет на производительность технологической установки. Согласно теории надежности при оценке надежности электропривода должны учитываться только те отказы, которые соответствуют условию $\Delta t_{\text{ми}} > \Delta t_{\text{доп}}$, т.е. только те отказы, которые повлияли на производительность установки. При этом оценка безотказности (10.44) изменяется [16]:

$$\bar{t}_n(\Delta t_{\text{м доп}}) = \frac{N_n \Delta t}{n'(\Delta t) - n''(\Delta t)}, \quad (10.48)$$

где $n''(\Delta t)$ - число отказов за время Δt , при которых $\Delta t_{\text{ми}} \leq \Delta t_{\text{доп}}$. Нетрудно видеть, что сокращение времени восстановления является средством исключения отрицательного влияния повышенной вероятности отказов тиристорных преобразователей и электронных блоков управления на надежность электропривода и на производительность технологических установок. При этом пониженная надежность электронных комплектующих скажется лишь на затратах на техническое обслуживание. Однако эти дополнительные затраты невелики и экономически оправданы не только повышением производительности машин, но и повышением качества ремонтов электроники в стационарных условиях с соблюдением технологии, обеспечивающей надежность отремонтированных блоков.

Сочетание повышения качества элементной базы, увеличения надежности электронных блоков с их безналадочным исполнением, исключаящим за счет резервирования необходимость постоянного квалифицированного теххода и сокращающим в любой требуемой степени время восстановления работоспособности электропривода обеспечивает более высокую надежность и удобство эксплуатации вентильных электроприводов в сравнении с другими регулируемые электроприводами. Использование этих возможностей в значительной мере определяет расширение применения вентильных преобразователей частоты в электроприводах станков и роботов с асинхронными или синхронными двигателями, снабженными возбуждением от постоянных магнитов.

В качестве одного из возможных примеров рассмотрим систему комплектных электроприводов трехфазного тока МАС, выпускаемых фирмой Indramat (ФРГ) и применяющихся в автомобильной промышленности у нас в стране. Основу системы составляет преобразователь частоты, выполненный из двух блоков - силовых модулей системы, один из которых содержит выпрямитель и фильтр, а другой - инвертор с ШИМ. Для согласования универсального блока инвертора с параметрами конкретного двигателя предусмотрен вставной модуль программирования. Минимум модулей обеспечивает широкие возможности комплектования регулируемых приводов в диапазоне мощностей от 0,5 до 13 кВт. На рис.10.9, показана компоновка системы управления роботом с шестью приводами исполнительных осей. Здесь один выпрямительный блок TVM обеспечивает питание шести блоков инверторов TDM, осуществляющих индивидуальное взаимосвязанное управление двигателями осей робота. Высокая надежность, компактность и безналадочность всех модулей, наличие самодиагностики силовых блоков со световой индикацией обеспечивают удобство эксплуатации и за счет резервирования исключают простои

машин при возможных отказах электроники. Разработанные с учетом требований дизайна, качественно изготовленные, удобно заменяемые блоки дают хорошее представление о современной технике управления электроприводами.

Таким образом, рассмотрение основных понятий и показателей надежности свидетельствует о необходимости при выборе системы электропривода и разработке вариантов уделять внимание конструктивному исполнению преобразователей и блоков управления, от которого зависят не только массогабаритные показатели электропривода, но и его надежность. Необходимо выбирать преобразователи, обладающие повышенным показателем наработки на отказ, исполнение которых при прочих равных условиях обеспечивает высокую ремонтпригодность электропривода и минимальное время восстановления при отказах, отвечающее техническому требованию $\tau_{В\Sigma} \leq \Delta\tau_{\text{мдоп}}$.

10.5. Контрольные вопросы к гл. 10

1. На какой стадии разработки электропривода в соответствии с требованиями ЕСКД должен осуществляться выбор системы электропривода?
2. Укажите примеры механизмов, при проектировании которых использование для оценки энергетической эффективности средневзвешенного КПД электропривода не дает достоверного результата.
3. Разъясните понятие технологически полезной работы и как оно реализуется в обобщенном показателе энергетической эффективности электропривода.
4. Как повлияет оптимизация системы ПЧ-АД по критерию минимума потерь на технический показатель быстродействия электропривода?
5. Какие функции в составе электропривода выполняют ФКУ? Чем вызывается необходимость применения регулируемых ФКУ?
6. Проанализируйте влияние на производительность машины показателей безотказности и ремонтпригодности регулируемого электропривода.